

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年10月27日
Date of Application:

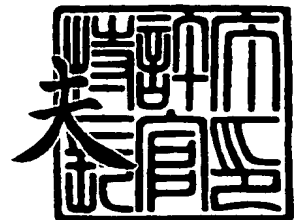
出願番号 特願2003-366701
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP2003-366701]

出願人 ソニー株式会社
Applicant(s):

2003年11月21日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願
【整理番号】 0390552704
【提出日】 平成15年10月27日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 B25J 1/00
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社内
 【氏名】 入部 正継
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社内
 【氏名】 鈴木 伸也
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社内
 【氏名】 山中 一
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社内
 【氏名】 伊藤 禎洋
【特許出願人】
 【識別番号】 000002185
 【氏名又は名称】 ソニー株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100093241
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 宮田 正昭
【選任した代理人】
 【識別番号】 100101801
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 山田 英治
【選任した代理人】
 【識別番号】 100086531
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 澤田 俊夫
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2002-348636
 【出願日】 平成14年11月29日
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2002-354261
 【出願日】 平成15年12月 5日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 048747
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9904833

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータであって、

前記コイルを電流が供給される通電状態と、コイル端子がオープン状態となった第 1 の非通電状態と、コイル端子が短絡された第 2 の非通電状態のいずれかに切り替えるコイル通電状態切替手段と、

前記モータに対する指令に応じてコイル通電状態切替手段における切替動作を制御するコイル電流制御手段と、
を具備することを特徴とするモータ。

【請求項 2】

前記コイル通電状態切替手段は、前記コイル端子を電源電圧に接続する第 1 のトランジスタ・スイッチ群と、前記コイル端子を接地する第 2 のトランジスタ・スイッチ群からなる、
ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ。

【請求項 3】

前記コイル電流制御手段は、前記第 1 及び第 2 のトランジスタ・スイッチ群のオン期間及びオフ期間を PWM (Pulse Width Modulation) 方式で制御する、
ことを特徴とする請求項 2 に記載のモータ。

【請求項 4】

前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態において、前記第 1 の非通電状態と前記第 2 の非通電状態との比率を調整することにより、前記モータに粘性抵抗を与える、
ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ

【請求項 5】

前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態における前記第 1 の非通電状態と前記第 2 の非通電状態との比率を PWM (Pulse Width Modulation) 方式で制御する、
ことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ。

【請求項 6】

前記コイル電流制御手段は、前記モータの機械的受動性を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第 1 の非通電状態となる期間の比率を大きくする、
ことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ。

【請求項 7】

前記コイル電流制御手段は、前記モータの粘性抵抗を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第 2 の非通電状態となる比率を大きくする、
ことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ。

【請求項 8】

直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を備えたアクチュエータのサーボ制御器であって、

前記位相補償要素において位相補償を施す周波数帯域を任意に選択する位相補償帯域設定手段を備える、
を特徴とするアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 9】

任意の位相進み量又は位相遅れ量を与える手段をさらに備える、
ことを特徴とする請求項 8 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 10】

位置決め精度を要求する場面において全体の帯域で位相補償を施す、
ことを特徴とする請求項 8 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 11】

速い動作を要求する場面において高い周波数帯域において位相補償を施す、ことを特徴とする請求項 8 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 12】

直列補償の比例ゲインの大小を任意に設定する直列補償比例ゲイン設定手段をさらに備える、

ことを特徴とする請求項 8 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 13】

直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を備えたアクチュエータのサーボ制御器であって、

前記位相補償要素において位相補償を施す量を任意に選択する位相補償量設定手段を備える、

を特徴とするアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 14】

任意の位相進み量又は位相遅れ量を与える手段をさらに備える、

ことを特徴とする請求項 13 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 15】

直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を備えたアクチュエータのサーボ制御器であって、

直列補償の比例ゲインの大小を任意に設定する直列補償比例ゲイン設定手段を備える、ことを特徴とするアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 16】

さらにアクチュエータの粘性抵抗を制御する粘性係数設定手段を備える、

ことを特徴とする請求項 15 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 17】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの首部分の関節に適用され、

前記直列補償比例ゲインを高く設定し、位相進み量を安定性を損なわない程度に少なく設定するとともに、関節の粘性係数を大きく設定する、

ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 18】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの肩及び肘部分の関節に適用され、

機械的受動性が必要な動作時において、関節の粘性係数を小さく、比例ゲインを低く、位相進み補償を行なう周波数帯域を高く、位相進み量を大きく設定する、

ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 19】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの肩及び肘部分の関節に適用され、

力を使う動作時において、負荷トルク値に対してさらに力を発生させたいときは比例ゲインを高く、関節の粘性係数を大きくし、負荷トルク値に対して定負荷となるように倣わせる動作をする場合には、負荷トルクに応じて比例ゲインを低く、関節の粘性係数を小さくして、機械的受動性を得るようにする、

ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 20】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの体幹部分の関節に適用され、

ロボット自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため関節の粘性係数を大きくし、位置決め精度を優先させるため比例ゲインを高く設定し、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する、

ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 21】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの股関節部分の関節に適用され、

ロボット自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため関節の粘性係数を大きくし、位置決め精度を優先させるため比例ゲインを高く設定し、動作速度を保持しつつ比例ゲ

インを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する、
ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 22】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの膝部分の関節に適用され、
遊脚時及び着床瞬間時において、関節の粘性係数を小さく、比例ゲインを低く、位相進み補償を行なう周波数領域を高く、位相進み量を大きく設定する、
ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 23】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの膝部分の関節に適用され、
支持脚時において、ロボット自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため関節の粘性係数を大きくし、位置決め精度を優先させるため比例ゲインを高く設定し、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する、
ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 24】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの足首部分の関節に適用され、
遊脚時及び着床瞬間時において、関節粘性係数を小さく設定し、比例ゲインを低く設定し、位相補償を行なう周波数領域を高く、位相進み量を大きく設定する、
ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【請求項 25】

前記アクチュエータは脚式移動ロボットの足首部分の関節に適用され、
支持脚時において、関節の粘性係数を大きく、比例ゲインを高く、位相進み量を安定性を損なわない程度に少なく設定する、
ことを特徴とする請求項 16 に記載のアクチュエータのサーボ制御器。

【書類名】明細書

【発明の名称】モータ、並びにアクチュエータの制御器

【技術分野】

【0001】

本発明は、ロボットや汎用組立機器、ロボット・ハンド機器、その他の多軸制御装置などのような多軸駆動系の機械装置に対して適用されるモータ並びにアクチュエータの制御器に係り、特に、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのＡＣ又はＤＣモータ並びにアクチュエータの制御器に関する。

【0002】

さらに詳しくは、本発明は、ＰＷＭスイッチングによりコイル電流が制御されるＡＣ又はＤＣモータ並びにアクチュエータの制御器に係り、特に、コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決するＡＣ又はＤＣモータ並びにアクチュエータの制御器に関する。

【0003】

また、本発明は、高ゲインＰＤ制御で各軸リンクが制御されるロボットの関節アクチュエータとして適用されるアクチュエータのサーボ制御器に係り、特に、コンプライアンス（機械的受動性）を増減させて安定且つ高効率な動作を実現するアクチュエータのサーボ制御器に関する。

【背景技術】

【0004】

電氣的若しくは磁氣的な作用を用いて人間の動作に似せた運動を行う機械装置のことを「ロボット」という。ロボットの語源は、スラブ語の“ＲＯＢＯＴＡ（奴隷機械）”に由来すると言われている。わが国では、ロボットが普及し始めたのは１９６０年代末からであるが、その多くは、工場における生産作業の自動化・無人化などを目的としたマニピュレータや搬送ロボットなどの産業用ロボット（ｉｎｄｕｓｔｒｉａｌ ｒｏｂｏｔ）であった。

【0005】

アーム式ロボットのように、ある特定の場所に植設して用いるような据置きタイプのロボットは、部品の組立・選別作業など固定的・局所的な作業空間でのみ活動する。これに対し、移動式のロボットは、作業空間は非限定的であり、所定の経路上又は無経路上を自在に移動して、所定の若しくは任意の人的作業を代行したり、ヒトやイヌあるいはその他の生命体に置き換わる種々の幅広いサービスを提供したりすることができる。なかでも脚式の移動ロボットは、クローラ式やタイヤ式のロボットに比し不安定で姿勢制御や歩行制御が難しくなるが、階段や梯子の昇降や障害物の乗り越えや、整地・不整地の区別を問わない柔軟な歩行・走行動作を実現できるという点で優れている。

【0006】

最近では、イヌやネコのように４足歩行の動物の身体メカニズムやその動作を模したペット型ロボット、あるいは、ヒトのような２足直立歩行を行う動物の身体メカニズムや動作をモデルにしてデザインされた「人間形」若しくは「人間型」と呼ばれるロボット（ｈｕｍａｎｏｉｄ ｒｏｂｏｔ）など、脚式移動ロボットに関する研究開発が進展し、実用化への期待も高まってきている。

【0007】

この種の脚式移動ロボットは、一般に、多数の関節自由度を備え、関節の動きをアクチュエータ・モータで実現するようになっている。また、各モータの回転位置、回転量などを取り出して、サーボ制御を行なうことにより、所望の動作パターンを再現するとともに、姿勢制御を行なうようになっている。

【0008】

ロボットの関節自由度を実現するためにサーボ・モータを用いるのが一般的である。これは、取扱いが容易で、小型且つ高トルクで、しかも応答性に優れているという理由に依

扱する。特に、ACサーボ・モータは、ブラシがなく、メンテナンス・フリーであることから、無人化された作業空間で稼動することが望まれるような自動機械、例えば自由歩行を行なう脚式ロボットの関節アクチュエータなどに適用することができる。ACサーボ・モータは、回転子（ロータ）側に永久磁石を、固定子（ステータ）側に複数相（例えば3相）のコイルを配置して、正弦波磁束分布と正弦波電流により回転子に対して回転トルクを発生させるようになっている。

【0009】

脚式移動ロボットは一般に多数の関節で構成されている。したがって、関節自由度を構成するサーボ・モータを小型且つ高性能に設計・製作しなければならない。例えば、脚式移動ロボットの関節アクチュエータとして適用することができる、ギア直結型で且つサーボ制御系をワンチップ化してモータ・ユニットに内蔵したタイプの小型ACサーボ・モータなどが既に存在する（例えば、特許文献1を参照のこと）。

【0010】

脚式移動ロボットのような多軸駆動系の機械装置においては、各軸の回転位置を高精度に安定に検出して、位置指令により正確に動作させる必要がある。例えば、人間型ロボットのような2足直立型の脚式移動ロボットにおいては、機体に電源を投入した直後からロボットは自分の姿勢位置を自律的に確認して、安定な姿勢位置に各軸を移動させる必要がある。したがって、各関節の回転自由度を与えるサーボ・アクチュエータにおいては、より高精度で高速の位置決め制御、並びに高トルク出力を低消費電力で行なわなければならない。

【0011】

2足歩行（人間型）を始めとする多軸型のロボットにおいて、運動制御理論から見た関節各部位は高ゲインPD制御で各軸リンクが制御され、それらが一定の特性のまま動作するのが一般的であった。

【0012】

しかしながら、人間の動作研究の結果からも分かるように、安定且つ高効率な動作を実現するには局所的に力を増減させることや関節各部位のコンプライアンス（機械的受動性）を増減させることが重要である。

【0013】

つまり、位置制御系として関節各軸の動作を捉えたときは高ゲイン且つ高帯域なサーボ制御器を使って、制御偏差が少なくなるように制御した方がよいが、力学モデルとして捉えたときはポテンシャル・エネルギーや運動エネルギーの作用を考慮してゲインを低くしたり位相補償している周波数帯を上下させたりすることも同時に行なうとよい。

【0014】

ところが、ロボットの機体上でそのような制御を実現するにはアクチュエータそのものの特性と、アクチュエータの制御器が持つ特性の2つを動的・静的に制御する機能が必要になる。

【0015】

例えば、2足歩行の脚式移動ロボットで上体に腕を備えた人体類似の構造を有するものにおいて、歩行路面で摩擦力が低下して安定性が低下したとき、上体を駆動して安定性を確保乃至回復するものがある（例えば、特許文献2を参照のこと）。しかしながら、これはフィード・フォワード・ゲインを制御することによって実現するものであり、関節の粘性や周波数特性に対する言及はなく、また、コンプライアンスの有無といった概念もない。

【0016】

ここで、サーボ・モータに代表されるアクチュエータの駆動制御について簡単に考察してみる。

【0017】

サーボ・モータは、一般に、回転可能に支持された磁石からなる回転子と、複数相のコイルを所定の位相差を以て配置してなる固定子で構成される。そして、各コイルへの供

給電流（以下、「コイル電流」とする）を制御して各相のコイルに所定の位相差を持つ正弦波磁束分布を形成することにより、回転子に対して回転トルクを発生させる。

【0018】

例えば、3相モータは、U、V、Wの3相からなる各固定子コイルに所定の位相差を持って正弦波電流を流して、正弦波の磁束分布を発生させることによって、マグネットからなる回転子に回転トルクを与えることができる。従来、同期式のACサーボ・モータのコイルには、図28に示すような各コイルの一端を接続したスター型結線や、図29に示すような各コイルの両端をそれぞれ接続してなるデルタ型結線が適用されてきた。勿論、これらスター型やデルタ型のコイル結線は、ACサーボ・モータ以外に、DCブラシレス・モータにも適用することができる。一般に、スター型結線は高電圧の電源に適した結線であり、また、デルタ型結線は低電圧の電源に適した結線で使用されている（但し、永久磁石式ACモータでは、デルタ型結線はあまり使用されない。高速回転時には永久磁石による高調波電流がコイル内でループ状に流れて効率が劣化するためである）。

【0019】

図30には、DCモータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路についての等価回路の構成例を図解している。このような電流制御回路は、例えば固定子側のコイルに配設される。そして、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） I_O に基づいてコイルへの電流指令を生成し、PWM制御論理回路は、これら電流指令に基づいて各トランジスタをPWM方式にてスイッチング制御する。

【0020】

図30に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp型のトランジスタA'とnpn型のトランジスタAを順方向接続した回路と、同じくpnp型のトランジスタB'とnpn型のトランジスタBを順方向接続した回路を電源電圧 V_{CC} とグランドGNDの間に並列接続し、さらにトランジスタA'及びAの中間点とトランジスタB'及びBの中間点を固定子の単相コイルで接続している。

【0021】

トランジスタA'及びBをオンにするとともに、トランジスタA及びB'をオフにすることによって、モータ・コイルには、図示の矢印方向の電流 I_m が流れる。次に、トランジスタA'及びBをオフにすることによって、コイルはオープン状態となって、電流 I_m は流れなくなる。

【0022】

トランジスタA'及びBをオンにするとともにトランジスタA及びB'をオフにしてコイル電流 I_m を流す期間を T_{on} 領域とし、トランジスタA'及びBをオフにしてコイルを非通電にする期間を T_{off} 領域とする。

【0023】

図31及び図32には、図30に示した電流制御回路における各トランジスタのスイッチングとスイッチング電流との関係を示している（図31にはコイル端子電圧波形を、図32にはコイル電流波形を、それぞれ示している）。但し、 T_{on} はトランジスタA'及びBをオンにするとともにトランジスタA及びB'をオフにする領域の長さで定まるパルス幅であり、 T_{PWM} はPWMスイッチングの一定周期である。例えば、 T_{on} は $30\mu sec$ であり、 T_{PWM} は $50\mu sec$ であるときに、コイルに流れる電流 I_m は図32に示す通りとなる。そして、コイルへの通電電流に相応するモータの出力トルクが得られる。

【0024】

一般には、PWMスイッチング信号により各トランジスタのオン／オフ動作させてコイル電流 I_m の大きさを制御するようになっている。その最大電流は、パルス幅 T_{on} の最大量により決定される。この最大パルス幅は、電流制御回路を構成する各トランジスタのオン・オフに要する過渡期間の最大期間と駆動するモータコイルの特性により決定される。また、トランジスタのオン／オフの過渡期間を考慮して、電源電圧に接続されているトランジスタA'（又はB'）と、グランドに接続されているトランジスタA（又はB）とが同時にオンにならないように、デッド・バンド t_d が確保される。

【0025】

また、図33には、3相モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路についての等価回路の構成例を図解している。同図に示す例では、固定子コイルはデルタ結線方式で構成されている。そして、PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） I_O に基づいて相変換を行なうことで各相コイルU、V、Wへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタU'、U、V'、V、W'、WをPWM方式にてそれぞれスイッチング制御する。

【0026】

図33に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUを順方向接続したU相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVを順方向接続したV相磁束分布生成用の回路と、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWを順方向接続したW相磁束分布生成用の回路とが並列接続されている。そして、これら1対のトランジスタを順方向接続した回路の一方のpnp型トランジスタU'、V'、W'それぞれのコレクタを電源電圧 V_{cc} に並列接続するとともに、他方のnpn型トランジスタU、V、WそれぞれのエミッタにグランドGNDを並列接続している。さらに、トランジスタU'とUの中間点とトランジスタV'とVの中間点にコイルAが接続され、トランジスタV'とVの中間点とトランジスタW'とWの中間点にコイルBが接続され、トランジスタW'とWの中間点とトランジスタU'とUの中間点にコイルCが接続されている。

【0027】

また、図34には、デルタ結線ではなくスター結線で3相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示している。この場合、図示の通り、A、B、Cの各コイルの一端は終結されるとともに、これらの他端はpnp型のトランジスタU'とnpn型のトランジスタUの中間点、pnp型のトランジスタV'とnpn型のトランジスタVの中間点、pnp型のトランジスタW'とnpn型のトランジスタWの中間点にそれぞれ直列接続されている。

【0028】

トランジスタU'及びVをオンにするとともに、トランジスタU及びV'をオフにすることによって、コイルAには、図示の矢印方向の電流 I_A が流れる。次に、トランジスタU'及びVをオフにすることによって、コイルAはオープン状態となって、電流 I_A は流れなくなる。

【0029】

同様に、トランジスタV'及びWをオンにするとともに、トランジスタV及びW'をオフにすることによって、コイルBには、図示の矢印方向の電流 I_B が流れる。次に、トランジスタV'及びWをオフにすることによって、コイルBはオープン状態となって、電流 I_B は流れなくなる。

【0030】

また同様に、トランジスタW'及びUをオンにするとともに、トランジスタW及びU'をオフにすることによって、コイルCには、図示の矢印方向の電流 I_C が流れる。次に、トランジスタW'及びUをオフにすることによって、コイルCはオープン状態となって、電流 I_C は流れなくなる。

【0031】

図35及び図36には、図33に示した電流制御回路における各トランジスタのスイッチングとスイッチング電流との関係を示している（図35にはコイル端子電圧波形を、図36にはコイル電流波形を、それぞれ示している）。PWMスイッチング信号により各トランジスタのオン/オフ動作させて各コイル電流 I_A 、 I_B 、 I_C の大きさを制御するようになっている。その最大電流は、パルス幅の最大量により決定される。また、電源電圧に接続されているトランジスタU'とグランドに接続されているトランジスタUが同時にオンにならないように、図示しないデッド・バンド t_d が確保される。V'とV、W'とWも同様にデッド・バンドが確保される。

【0032】

ここで、モータ駆動時のPWM制御にはDCモータ、ブラシレスDCモータに関わらず、モータ・コイルがオープン状態になるタイミングが存在する。例えば、図35中のハッチングされた領域部分において、各相のモータ・コイルA、B、Cがともにオープン状態になる。

【0033】

モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易い。

【0034】

このようなモータ・コイルがオープン状態（となるタイミング若しくはコイルの通電状態以外の期間）におけるトルク・ロスやコギングの問題について、図30に示したDCモータの場合を例にとりて説明する。

【0035】

実際のモータ・コイルにはインダクタンスLと直流抵抗Rの成分が包含されており、図30に示したDCモータのコイル電流制御回路は、さらに図37に示すようなRL直結回路にモデル化して捉えることができる。同図に示すように、モータ・コイルに相当するRL直結回路は、その一端はグランドGNDに接地されるとともに、他端は、スイッチS1を介して電源V_{cc}に接続される回路、又はスイッチS2を介してグランドGNDに接地される回路に並列接続されている。

【0036】

ここで、時刻t=0のときにスイッチS1をオン、スイッチS2をオフにして、コイルRLへの通電を開始したとする。このとき、同図中の矢印方向にコイル電流Iが流れる。このときのコイル電流I_{on}(t)の過渡応答は、以下の式で表される。

【0037】

【数1】

$$I_{on(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right\}$$

【0038】

そして、t=t₁に到達するまで、スイッチS1をオン、スイッチS2をオフというスイッチ状態を維持した後、スイッチS1及びスイッチS2をともにオフにしてコイルをオープン状態にする。このときのコイル電流I_{off}(t)の過渡応答は、以下の式で近似表現できる。ここで、右辺第2項の係数αは、時定数の半分程度の傾きになる（実際の値は、スイッチング素子であるMOS-FET又はバイポーラ・トランジスタなどの半導体の特性により決まる）。

【0039】

【数2】

$$I_{off(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \exp\left\{\frac{R}{L}(t-t_1)\right\} - \alpha(t-t_1)$$

【0040】

このときのコイル電流の過渡応答特性を図 3 8 に示しておく。そして、同じスイッチング動作を繰り返した場合、コイルの実効値 I_{eff} は以下の式で表されるが、これは、図 3 2 に示すようにコイルの最大電流よりも低い値となる。

【0 0 4 1】

【数 3】

$$I_{eff} = \frac{\sqrt{\int I^2 dt}}{T} = \frac{\sqrt{\left(\int (I_{on(t)})^2 dt + \int (I_{off(t)})^2 dt\right)}}{T}$$

【0 0 4 2】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、図 3 2 に示すコイル電流の挙動に対し、モータ・トルクは図 3 9 に示すような挙動をする。同図からも判るように、モータ・トルクの実効値は、コイル電流が最大のときの最大出力トルクよりも下回る。すなわち、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易い。

【0 0 4 3】

【特許文献 1】特開 2 0 0 0 - 2 9 9 9 7 0 号公報

【特許文献 2】特開平 7 - 2 0 5 0 6 9 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0 0 4 4】

本発明の目的は、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプの優れた AC 又は DC モータを提供することにある。

【0 0 4 5】

本発明のさらなる目的は、PWM スwitchングによりコイル電流が制御される優れた AC 又は DC モータを提供することにある。

【0 0 4 6】

本発明のさらなる目的は、コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決することができる、優れた AC 又は DC モータを提供することにある。

【0 0 4 7】

本発明のさらなる目的は、直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を構成する優れたアクチュエータのサーボ制御器を提供することにある。

【0 0 4 8】

本発明のさらなる目的は、高ゲイン PD 制御で各軸リンクが制御されるロボットの関節アクチュエータとして適用される、優れたアクチュエータのサーボ制御器を提供することにある。

【0 0 4 9】

本発明のさらなる目的は、コンプライアンス（機械的受動性）を増減させて安定且つ高効率な動作を実現することができる、優れたアクチュエータのサーボ制御器を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0 0 5 0】

本発明は、上記課題を参酌してなされたものであり、その第 1 の側面は、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータであって、

前記コイルを電流が供給される通電状態と、コイル端子がオープン状態となった第 1 の非通電状態と、コイル端子が短絡された第 2 の非通電状態のいずれかに切り替えるコイル

通電状態切替手段と、

前記モータに対する指令に応じてコイル通電状態切替手段における切替動作を制御するコイル電流制御手段と、
を具備することを特徴とするモータである。

【0051】

ここで、前記コイル通電状態切替手段は、例えば、前記コイル端子を電源電圧に接続する第1のトランジスタ・スイッチ群と、前記コイル端子を接地する第2のトランジスタ・スイッチ群からなる。

【0052】

このような場合、前記コイル電流制御手段は、前記第1及び第2のトランジスタ・スイッチ群のオン期間及びオフ期間をPWM (Pulse Width Modulation) 方式で制御することができる。

【0053】

また、前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態において、前記第1の非通電状態と前記第2の非通電状態との比率を調整することにより、前記モータに粘性抵抗を与えることができる。

【0054】

このとき、前記コイル電流制御手段は、コイルの非通電状態における前記第1の非通電状態と前記第2の非通電状態との比率をPWM方式で制御することができる。

【0055】

そして、前記コイル電流制御手段は、前記モータのコンプライアンス (機械的受動性) を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第1の非通電状態となる期間の比率を大きくするようにすればよい。

【0056】

あるいは、前記コイル電流制御手段は、前記モータの粘性抵抗を得たいときに、前記コイルの非通電状態における前記第2の非通電状態となる比率を大きくするようにすればよい。

【0057】

コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータは、一般に、コイル端子を電源電圧に接続する第1のトランジスタ・スイッチ群と、コイル端子を接地する第2のトランジスタ・スイッチ群からなるスイッチング動作回路をPWM制御により駆動することによって、コイル電流を制御し、所望のトルク又は回転位置、回転速度などを得るようになっている。

【0058】

ところが、モータ・コイルが非通電の期間においてオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流 (厳密には電荷) が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易くなるという問題がある (前述)。

【0059】

そこで、本発明では、モータ・コイルが非通電の期間においても、コイルがオープン状態とならない短絡 (ショート) 状態を形成することにより、モータ・コイルに通電された電流 (厳密には電荷) が抜けないようにした。この場合、モータのコイルには、永久磁石側からの磁束密度により逆起電力が発生する。この逆起電力により、モータの回転方向の逆方向に力が作用するので、外力による回転に対する粘性抵抗を作り出すことができ、ブレーキに類似した効果を得ることができる。このようなモータへの粘性抵抗により、トルク・ロスがなくコギングによるトルクむらの影響が軽減される。

【0060】

モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。ところが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライア

ス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0061】

そこで、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて例えばPWM方式で調整することによって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題を、ともに解決する。

【0062】

また、本発明の第2の側面は、直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を備えたアクチュエータのサーボ制御器であって、

前記位相補償要素において位相補償を施す周波数帯域を任意に選択する位相補償帯域設定手段を備える、

を特徴とするアクチュエータのサーボ制御器である。

【0063】

本発明の第2の側面に係るアクチュエータのサーボ制御器によれば、位相補償を施す周波数帯域を任意に選択することで、アクチュエータの周波数特性を自在に設定することができる。したがって、このようなアクチュエータで構成されるロボットの関節軸は、機体の姿勢や動作の局面に応じて、周波数特性を動的に調整することができる。

【0064】

また、本発明の第2の側面に係るアクチュエータのサーボ制御器によれば、位相補償量を一定として、位相補償する周波数帯域を選択することができる。

【0065】

例えば、全体の帯域で位相補償した場合、全体的にゲインが高めとなるので、位相精度がよくなるが、エネルギーロスとなり易い。また、負荷が変動すると不安定になる可能性がある。

【0066】

また、高い周波数帯域で位相補償した場合、高域でのみ位相進み補償をしていることになるので、ゆっくりした動作時にはあまり効果が見られないが、走る、飛ぶ、踊るといった速い動作には効果がある。

【0067】

また、本発明の第2の側面に係るアクチュエータのサーボ制御器は、直列補償の比例ゲインの大小を任意に設定する直列補償比例ゲイン設定手段をさらに備えてもよい。

【0068】

高い周波数帯域で位相補償した場合、高域でのみ位相進み補償をしていることになるので、ゆっくりした動作時にはあまり効果が見られないが、直列補償比例ゲイン設定手段によって低周波数帯域においてゲインを増やすことにより、低周波数帯域での制御偏差を少なくすることができる。この結果、ゆっくりした動作時でも指令値に対して少ない遅れで応答することが可能となる。

【0069】

また、本発明の第3の側面は、直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を備えたアクチュエータのサーボ制御器であって、

前記位相補償要素において位相補償を施す量を任意に選択する位相補償量設定手段を備える、

を特徴とするアクチュエータのサーボ制御器である。

【0070】

本発明の第3の側面に係るアクチュエータのサーボ制御器によれば、位相補償を施す量を任意に選択することで、アクチュエータの周波数特性を自在に設定することができる。したがって、このようなアクチュエータで構成されるロボットの関節軸は、機体の姿勢や動作の局面に応じて、周波数特性を動的に調整することができる。

【0071】

また、本発明の第4の側面は、直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を備えたアクチュエータのサーボ制御器であって、

直列補償の比例ゲインの大小を任意に設定する直列補償比例ゲイン設定手段を備える、ことを特徴とするアクチュエータのサーボ制御器である。

【0072】

また、本発明に係るアクチュエータのサーボ制御器は、さらにアクチュエータの粘性抵抗を制御する粘性係数設定手段を備えてもよい。

【0073】

本発明に係るサーボ制御器を実装したアクチュエータを各関節部位に配置して、2足歩行の脚式移動ロボットを構成することができる。

【0074】

例えば、首部分に適用されるアクチュエータでは、位置決め精度を優先させるため、比例ゲインを高く設定する。また、胴体より下の部分の動作時に発生する振動外乱に対してロバスト性を得るため、関節の粘性係数を大きく設定する。

【0075】

また、肩及び肘部分の関節に適用されるアクチュエータでは、歩行やダンスなどの連続動作を行なうときは、位置決め特性よりも機械的受動性が高くなるような特性を肩及び又は肘部分の関節アクチュエータに与える。動作に受動性を持たせるため、関節の粘性係数を小さくする。また、動作に受動性を持たせるとともに、エネルギー消費量を減らすため、比例ゲインを低く設定する。また、動作速度を大きくするため、位相進み補償を行なう周波数帯域を高く、位相進み量を大きく設定する。動作によっては振り子のように往復運動を行なうだけのときもある。そのときは、関節の粘性係数と比例ゲインを最小にして機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにし、力学的なエネルギーを動作のために用い易くする。

【0076】

また、物を押したり引っ張ったりするなどの力を使う動作を行なうときには、負荷トルク値により、位置決め精度優先の特性と、機械的受動性の特性を動的に入れ替えるように、肩及び又は肘部分の関節アクチュエータを制御する。負荷トルク値に対してさらに力を発生させたいときは比例ゲインを高く、関節の粘性係数を大きくする。また、負荷トルク値に対して定負荷となるように倣わせる動作をする場合には、上位からの位置指令値による調整に加え、肩及び又は肘部分の関節アクチュエータの内部トルク検知装置で検知した負荷トルクに応じて比例ゲインを低く、関節の粘性係数を小さくして、機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにする。

【0077】

また、体幹や股関節部位において適用されるアクチュエータの場合、自分自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため、体幹部分の関節アクチュエータの粘性係数を大きくする。あるいは、位置決め精度を優先させるため、比例ゲインを高く設定する。あるいは、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する。

【0078】

また、股関節部分に適用されるアクチュエータの場合、ロボット自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため関節の粘性係数を大きくし、位置決め精度を優先させるため比例ゲインを高く設定し、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する。

【0079】

また、膝部分に適用されるアクチュエータの場合、遊脚時及び着床瞬間時においては、位置決め精度よりも機械的受動性が高くなるような特性に制御する。動作に受動性を持たせるため、関節の粘性係数を小さくする。また、動作に受動性を持たせるとともにエネルギー消費量を減らすため、比例ゲインを低く設定する。また、動作速度を大きくするため、

位相進み補償を行なう周波数領域を高く、位相進み量を大きく設定する。

【0080】

一方、支持脚時において、ロボット自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため関節の粘性係数を大きくし、位置決め精度を優先させるため比例ゲインを高く設定し、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する。

【0081】

また、足首部分に適用されるアクチュエータの場合、遊脚時及び着床瞬間時においては、位置決め精度よりも機械的受動性が高くなるような特性に制御する。足首部分着床による衝撃を緩和するため、関節の粘性係数を小さく設定し、機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにする。また、足首部分着床による衝撃を緩和するため、比例ゲインを低く設定し、機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにする。また、動作速度を大きくとるため、位相補償を行なう周波数領域を高く、位相進み量を大きく設定する。

【0082】

一方、支持脚時において、足首部分の発生トルクを大きくとり、且つ自分自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため、関節の粘性係数を大きくとる。また、足首部分の位置決め精度を向上させるため、比例ゲインを高く設定する。また、動作速度を保持しつつ、比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に位相進み量を少なく設定する。

【発明の効果】

【0083】

本発明によれば、PWMスイッチングによりコイル電流が制御される優れたAC又はDCモータを提供することができる。

【0084】

また、本発明によれば、コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決することができる、優れたAC又はDCモータを提供することができる。

【0085】

一方、モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、モータに一種の粘性抵抗を与えることができるが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。本発明によれば、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することによって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【0086】

また、本発明によれば、直列補償の比例ゲイン、位相補償要素から成り立つ位置制御系を構成する優れたアクチュエータのサーボ制御器を提供することができる。

【0087】

また、本発明によれば、高ゲインPD制御で各軸リンクが制御されるロボットの関節アクチュエータとして適用される、優れたアクチュエータのサーボ制御器を提供することができる。

【0088】

また、本発明によれば、コンプライアンス（機械的受動性）を増減させて安定且つ高効率な動作を実現することができる、優れたアクチュエータのサーボ制御器を提供することができる。

【0089】

本発明のさらに他の目的、特徴や利点は、後述する本発明の実施形態や添付する図面に基づくより詳細な説明によって明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0090】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳解する。

【0091】

A. アクチュエータ・モータの構成

コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータは、一般に、コイル端子を電源電圧に接続する第1のトランジスタ・スイッチ群と、コイル端子を接地する第2のトランジスタ・スイッチ群からなるスイッチング動作回路をPWM制御により駆動することによって、コイル電流を制御し、所望のトルク又は回転位置、回転速度などを得ようになっている。

【0092】

ところが、モータ・コイルが非通電の期間においてオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易くなるという問題がある（前述）。

【0093】

そこで、本発明では、モータ・コイルが非通電の期間においても、コイルがオープン状態とならない短絡（ショート）状態を形成することにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けないようにした。この場合、モータのコイルには、永久磁石側からの磁束密度により逆起電力が発生する。この逆起電力により、モータの回転方向の逆方向に力が作用するので、外力による回転に対する粘性抵抗を作り出すことができ、ブレーキに類似した効果を得ることができる。このようなモータへの粘性抵抗により、トルク・ロスがなくコギングによるトルクむらの影響が軽減される。

【0094】

ここで、図37に示したような、モータ・コイルをRL直結回路でモデル化したコイル電流制御回路を用いて、モータのコイルへの逆起電力により作用するモータの回転とは逆方向の力よりブレーキ効果を得る作用について説明する。

【0095】

時刻 $t = 0$ のときにスイッチ S_1 をオン、スイッチ S_2 をオフにして、コイル RL への通電を開始したとする。このとき、同図中の矢印方向にコイル電流 I が流れる。このときのコイル電流 $I_{on}(t)$ は過渡応答し、以下の式で表される。

【0096】

【数4】

$$I_{on(t)} = \frac{V_{cc}}{R} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right\}$$

【0097】

そして、 $t = t_1$ に到達するまで、スイッチ S_1 をオン、スイッチ S_2 をオフというスイッチ状態を維持するとともに、 $t = t_1$ に到達した以後、スイッチ S_1 をオフ及びスイッチ S_2 をオンにしてコイルを短絡（ショート）状態にする。このときのコイル電流 $I_{of}(t)$ は過渡応答し、以下の式で表される。

【0098】

【数 5】

$$I_{off}(t) = \frac{V_{cc}}{R} \left\{ \exp\left(-\frac{R}{L}(t - t_1)\right) - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right\}$$

【0099】

図1には、このようにコイルの通電と非通電時のコイル短絡という動作を行なったときのコイル電流の過渡応答特性を、非通電時にコイルをオープン状態にしたときの挙動と比較して示している。同図からも判るように、コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなる。

【0100】

そして、同じスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始されることから、コイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していく。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになる。このときのコイル電流波形を図2に示しておく。

【0101】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、図2に示すコイル電流の挙動に対し、モータ・トルクは図3に示すような挙動をする。同図からも判るように、コイル通電及び短絡状態を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。したがって、モータ・コイルが非通電時に短絡状態となることにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことがなくなり、トルクのロスがなくなる。また、コギングによるトルクむらの影響を受けにくくなる。

【0102】

モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。ところが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0103】

そこで、本発明においては、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決するために、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することとした。

【0104】

ここで、モータ・コイルの通電及び非通電状態の比率はPWM制御により実現することができるが、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率もPWM制御を用いて実現することができる。

【0105】

図4には、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用したDCモータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を示している。

【0106】

同図に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、pnp型のトランジスタA'とnpn型のトランジスタAを順方向接続した回路と、同じくpnp型のトランジスタB'とnpn型のトランジスタBを順方向接続した回路を電源電圧 V_{cc} とグランドGNDの間に並列接続し、さらにトランジスタA'及びAの中間点とトランジスタB'及びBの中間点

を固定子の単相コイルで接続している。

【0107】

トランジスタA'及びBをオンにするとともに、トランジスタA及びB'をオフにすることによって、モータ・コイルには、図示の矢印方向の電流 I_m が流れる。また、トランジスタA'及びBをオフにすることによって、コイルはオープン状態となって、電流 I_m は流れなくなる。また、トランジスタA'及びBをオフにするとともに、トランジスタA'及びB'をオンにすることによって、モータ・コイルは短絡（ショート）状態となる。

【0108】

PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令）に基づいてコイルへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタをPWM方式にてスイッチング制御する。すなわち、トランジスタA'及びBをオンにするとともにトランジスタA及びB'をオフにしてコイル電流 I_m を流す通電期間と、トランジスタA'及びBをオフにしてコイルを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0109】

付加論理回路は、さらにPWM制御論理回路が出力する信号 A_0 及び A_0' 、並び B_0 及び B_0' のオン／オフ動作を制御する制御論理を付加論理により切り替える。これによって、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の切替動作を行なう。図5には、付加論理回路の具体的な回路構成を示している。

【0110】

PWM制御論理回路からのトランジスタA'制御用の信号 A_0' とトランジスタB'制御用の信号 B_0' の論理積と、トランジスタA制御用の信号 A_0 とトランジスタB制御用の信号 B_0 の論理和の反転がとられ、さらにこれらの論理演算値の論理積を反転したものがBRAKE__PWM制御信号を反転したものと論理和される。この論理和の結果を元の各トランジスタ制御用信号との間で論理積を取ったものが、最終的なそれぞれのトランジスタ制御用信号となる。

【0111】

付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルが入力されると、コイル非通電時にコイルを短絡させるようにトランジスタ制御用信号を切り替える。通常のコイル非通電時において、PWM制御論理回路からは、制御信号 A_0' 及び A_0 をハイ、 B_0' 及び B_0 をローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ハイ状態の A_1' 及び A_1 をローに転じて、コイルの短絡状態を形成する。

【0112】

一方、付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がロー状態のときには、コイル非通電時において、PWM制御論理回路からのトランジスタ制御用信号をそのまま出力するので、非通電時におけるコイルはオープン状態となる。

【0113】

図6には、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路における各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示している。

【0114】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなる（前述）。したがって、同図に示すように、コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始されることから、コイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していく。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになる。

【0115】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので（ $T = K_t \cdot I$ ）、同図からも判るように、コイル通電及び短絡状態を繰り返した

とき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。したがって、モータ・コイルが非通電時に短絡状態となることにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことがなくなり、トルクのロスがなくなる。また、コギングによるトルクむらの影響を受けにくくなる。

【0116】

モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。一方、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0117】

そこで、PWM制御論理回路は、付加論理回路に入力するBRAKE__PWM制御信号をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を制御する。

【0118】

コイル非通電時にコイルをオープン状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は〔数2〕に示す通りである。一方、コイルを短絡状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は、〔数5〕に示す通りである。そして、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間をPWM制御した場合、そのコイル電流の特性は、これらの特性がデューティ比に応じて混合されたものとなる。

【0119】

図7には、PWM制御により所定のデューティ比を持つBRAKE__PWM制御信号が入力されたときの付加論理回路における各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示している。

【0120】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなるが、コイルをオープン状態にするとその時間は短くなる。コイル非通電時の過渡応答特性は、BRAKE__PWM制御信号のデューティ比に従って、これらの特性が混合されたものとなる。

【0121】

したがって、同図に示すように、コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始される。このときのコイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していくが、その上昇傾向はデューティ比すなわちBRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになるが、その上昇傾向はデューティ比すなわちBRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。

【0122】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので（ $T = K_t \cdot I$ ）、同図からも判るように、コイル通電及び非通電を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。このときの上昇傾向はBRAKE__PWM制御信号のデューティ比すなわち同制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様にモータの逆起電力によって生じる粘性抵抗を設定できる粘性係数の大きさはBRAKE__PWM制御信号がハイレベルとなる比率に比例する。言い換えれば、BRAKE__PWM制御信号のデューティ比によってモータのトルク実効値と粘性抵抗を設定する粘性係数を動的に制御することが可能である。

【0123】

このようにPWM制御論理回路が付加論理回路へ供給するBRAKE__PWM制御信号のデューティ比をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することができる。

【0124】

したがって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【0125】

図8には、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した3相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を示している。

【0126】

同図に示す例では、固定子コイルはデルタ結線方式で構成されている。また、図示の電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、 pnp 型のトランジスタ U' と npn 型のトランジスタ U を順方向接続した U 相磁束分布生成用の回路と、 pnp 型のトランジスタ V' と npn 型のトランジスタ V を順方向接続した V 相磁束分布生成用の回路と、 pnp 型のトランジスタ W' と npn 型のトランジスタ W を順方向接続した W 相磁束分布生成用の回路とが並列接続されている。そして、これら1対のトランジスタを順方向接続した回路の一方の pnp 型トランジスタ U' 、 V' 、 W' それぞれのコレクタを電源電圧 V_{cc} に並列接続するとともに、他方の npn 型トランジスタ U 、 V 、 W それぞれのエミッタにグランド GND を並列接続している。さらに、トランジスタ U' と U の中間点とトランジスタ V' と V の中間点にコイル A が接続され、トランジスタ V' と V の中間点とトランジスタ W' と W の中間点にコイル B が接続され、トランジスタ W' と W の中間点とトランジスタ U' と U の中間点にコイル C が接続されている。

【0127】

そして、PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） IO に基づいて相変換を行なうことで各相のコイル A 、 B 、 C への電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて対応する各トランジスタ U' 、 U 、 V' 、 V 、 W' 、 W をPWM方式にてそれぞれスイッチング制御する。これによって、各相のコイルにコイル電流 I_A 、 I_B 、 I_C を流す通電期間と、これらを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0128】

また、図9には、デルタ結線ではなくスター結線で3相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示している。この場合、図示の通り、 A 、 B 、 C の各相コイルの一端は終結されるとともに、これらの他端は pnp 型のトランジスタ U' と npn 型のトランジスタ U の中間点、 pnp 型のトランジスタ V' と npn 型のトランジスタ V の中間点、 pnp 型のトランジスタ W' と npn 型のトランジスタ W の中間点にそれぞれ直列接続されている。

【0129】

再び図8を参照しながら説明する。PWM制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） IO に基づいて各コイル A 、 B 、 C への電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタ U' 、 U 、 V' 、 V 、 W' 、 W をPWM方式にてそれぞれスイッチング制御して、各相のコイルにコイル電流 I_A 、 I_B 、 I_C を流す通電期間と、これらを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0130】

すなわち、トランジスタ U' 及び V をオンにするとともに、トランジスタ U 及び V' をオフにすることによって、コイル A は通電状態となり、図8中の矢印方向の電流 I_A が流れる。次に、トランジスタ U' 及び V をオフにすることによって、コイル A は非通電状態となる。

【0131】

同様に、トランジスタ V' 及び W をオンにするとともに、トランジスタ V 及び W' をオフにすることによって、コイル B は通電状態、図8中の矢印方向の電流 I_B が流れる。次に

、トランジスタV'及びWをオフにすることによって、コイルBは非通電状態となる。

【0132】

また同様に、トランジスタW'及びUをオンにするとともに、トランジスタW及びU'をオフにすることによって、コイルCは通電状態となり、図8中の矢印方向の電流 I_c が流れる。次に、トランジスタW'及びUをオフにすることによって、コイルCは非通電状態となる。

【0133】

本実施形態では、さらにPWM制御論理回路から出力される各トランジスタU'、U、V'、V、W'、Wのオン/オフ動作を制御するための制御信号を、付加論理により切り替える付加論理回路が配設されている。

【0134】

この付加論理回路は、PWM制御論理回路から出力されるBRAKE__PWM制御信号に基づいて動作し、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の切替動作を行なう。すなわち、コイルの非通電期間においてすべてのコイル端子がオープン状態となるタイミングにおいて、ハイ・レベルのBRAKE__PWM信号を印加することによって、コイルの短絡状態を間歇的に作るように動作する。

【0135】

図10には、付加論理回路の具体的な回路構成を示している。

【0136】

PWM制御論理回路からのトランジスタU'制御用信号とトランジスタV'制御用信号とトランジスタW'制御用信号の論理積と、トランジスタU制御用信号とトランジスタV制御用信号とトランジスタW制御用信号の論理和の反転が取られ、さらにこれらの論理演算値の論理積を反転したものがBRAKE__PWM制御信号の反転と論理和される。この論理和の結果を元の各トランジスタ制御用信号との間で論理積を取ったものが、最終的なそれぞれのトランジスタ制御用信号となる。

【0137】

付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルが入力されると、コイル非通電時にコイルを短絡させるようにトランジスタ制御用信号を切り替える。通常のコイルAの非通電時において、PWM制御論理回路からは、U'及びV'をハイ、U及びVをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ハイ状態のU'及びV'をローにそれぞれ転じて、コイルAの短絡状態を間歇的に形成する。

【0138】

同様に、通常のコイルBの非通電時において、PWM制御論理回路からは、V'及びW'をハイ、V及びWをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ハイ状態のV'及びW'をローにそれぞれ転じて、コイルBの短絡状態を間歇的に形成する。

【0139】

また同様に、通常のコイルCの非通電時において、PWM制御論理回路からは、W'及びU'をハイ、W及びUをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ハイ・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ハイ状態のW'及びU'をローにそれぞれ転じて、コイルCの短絡状態を間歇的に形成する。

【0140】

一方、付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がロー状態のときには、コイル非通電時において、PWM制御論理回路からのトランジスタ制御用信号をそのまま出力するので、非通電時における各相のコイルA、B、Cはそれぞれオープン状態のままとなる。

【0141】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、コイルのインダクタンス成分Lと直流抵抗成分Rに起因する過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなる(前述)。したがって、コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、

コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始されることから、コイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していく。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は図示の通り徐々に増加していくことになる。また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、コイル通電及び短絡状態を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。したがって、モータ・コイルが非通電時に短絡状態となることにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことがなくなり、トルクのロスがなくなる。また、コギングによるトルクむらの影響を受けにくくなる。

【0142】

一方、モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができる。ところが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。

【0143】

そこで、PWM制御論理回路は、付加論理回路に入力する $BRAKE_PWM$ 制御信号をPWM制御することにより、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を制御するようにした。

【0144】

コイル非通電時にコイルをオープン状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は〔数2〕に示した通りである。一方、コイルを短絡状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性は、〔数5〕に示した通りである。そして、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間をPWM制御した場合、そのコイル電流の特性は、これらの特性がデューティ比に応じて混合されたものとなる。

【0145】

図11には、PWM制御により所定のデューティ比を持つ $BRAKE_PWM$ 制御信号が入力されたときの付加論理回路における各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性とともに示している。

【0146】

コイル非通電時にコイルを短絡状態にすると、過渡応答により、コイル電流がゼロに戻るまでの時間が長くなるが、コイルをオープン状態にするとその時間は短くなる。コイル非通電時の過渡応答特性は、 $BRAKE_PWM$ 制御信号のデューティ比に従って、これらの特性が混合されたものとなる。

【0147】

コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始される。このときのコイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していくが、その上昇傾向はデューティ比すなわち $BRAKE_PWM$ 制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は徐々に増加していくことになるが、その上昇傾向はデューティ比すなわち $BRAKE_PWM$ 制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。

【0148】

また、モータの出力トルク T は、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので ($T = K_t \cdot I$)、コイル通電及び非通電を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。このときの上昇傾向は $BRAKE_PWM$ 制御信号のデューティ比すなわち同制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様にモータの逆起電力によって生じる粘性抵抗を設定できる粘性係数の大きさは $BRAKE_PWM$ 制御信号がハイレベルとなる比率に比例する。言い換えれば、 $BRAKE_PWM$ 制御信号のデューティ比によってモータのトルク実効値と粘性抵抗を設定する粘性係数を動的に任意に制御することが可能である。

【0149】

したがって、 $BRAKE_PWM$ 信号のデューティを変化させることで、以下の2つの

特性を得ることができる。

【0150】

(1) モータの粘性抵抗を設定する粘性係数を制御できる。

(2) 各相のコイル A、B、C の非通電時において、コイルに入る電流（電荷の量）を制御できる（図 11 中の矢印を参照のこと）。

【0151】

このとき、粘性係数が大きくなるように $BRAKE_PWM$ 信号のデューティを設定すると、モータの保持力が向上し、コギングなどのトルクの外乱が減る。また、サーボ・モータとして使用するときの外力へのコンプライアンス量を制御することができる。

【0152】

このように PWM 制御論理回路が付加論理回路へ供給する $BRAKE_PWM$ 制御信号のデューティ比を PWM 制御することにより、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することができる。

【0153】

したがって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【0154】

図 12 には、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した 3 相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路についての他の構成例を示している。

【0155】

同図に示す例では、固定子コイルはデルタ結線方式で構成されている。そして、PWM 制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） IO に基づいて相変換を行なうことで各相コイル U 、 V 、 W への電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタ U' 、 U 、 V' 、 V 、 W' 、 W を PWM 方式にてそれぞれスイッチング制御する。

【0156】

図 12 に示す電流制御回路は、フルブリッジ構成であり、 pnp 型のトランジスタ U' と npn 型のトランジスタ U を順方向接続した U 相磁束分布生成用の回路と、 pnp 型のトランジスタ V' と npn 型のトランジスタ V を順方向接続した V 相磁束分布生成用の回路と、 pnp 型のトランジスタ W' と npn 型のトランジスタ W を順方向接続した W 相磁束分布生成用の回路とが並列接続されている。そして、これら 1 対のトランジスタを順方向接続した回路の一方の pnp 型トランジスタ U' 、 V' 、 W' それぞれのコレクタを電源電圧 V_{cc} に並列接続するとともに、他方の npn 型トランジスタ U 、 V 、 W それぞれのエミッタにグランド GND を並列接続している。さらに、トランジスタ U' と U の中間点とトランジスタ V' と V の中間点にコイル A が接続され、トランジスタ V' と V の中間点とトランジスタ W' と W の中間点にコイル B が接続され、トランジスタ W' と W の中間点とトランジスタ U' と U の中間点にコイル C が接続されている。

【0157】

また、デルタ結線ではなくスター結線で 3 相コイルが採用されている場合、コイルの結線部分は図 9 に示す通りとなる（同上）。

【0158】

PWM 制御論理回路は、図示しない中央制御部からの電流軸電流指令（又はトルク指令） IO に基づいてコイルへの電流指令を生成し、これら電流指令に基づいて各トランジスタ U' 、 U 、 V' 、 V 、 W' 、 W を PWM 方式にてそれぞれスイッチング制御して、各相のコイルにコイル電流 I_A 、 I_B 、 I_C を流す通電期間と、これらを非通電にする非通電期間を交互に生成する。

【0159】

すなわち、トランジスタU'及びVをオンにするとともに、トランジスタU及びV'をオフにすることによって、コイルAは通電状態となり、図12中の矢印方向のコイル電流 I_A が流れる。次に、トランジスタU'及びVをオフにすることによって、コイルAは非通電状態となる。

【0160】

同様に、トランジスタV'及びWをオンにするとともに、トランジスタV及びW'をオフにすることによって、コイルBは通電状態、図12中の矢印方向のコイル電流 I_B が流れる。次に、トランジスタV'及びWをオフにすることによって、コイルBは非通電状態となる。

【0161】

また同様に、トランジスタW'及びUをオンにするとともに、トランジスタW及びU'をオフにすることによって、コイルCは通電状態となり、図12中の矢印方向のコイル電流 I_C が流れる。次に、トランジスタW'及びUをオフにすることによって、コイルCは非通電状態となる。

【0162】

同図に示す例では、各トランジスタU'、V'、W'へ入力信号はいずれもインバータにより反転されている。したがって、コイルがすべて非通電となる状態では、すべてのコイル端子が電源電圧 V_{CC} にショートされるように構成されている。

【0163】

また、この場合の付加論理回路は、コイルの非通電期間においてすべてのコイル端子が電源電圧 V_{CC} にショートされるタイミングにおいて、ハイ・レベルのBRAKE__PWM信号を印加することによって、コイルのオープン状態を間歇的に作るように動作する。

【0164】

図13には、付加論理回路の具体的な回路構成を示している。

【0165】

PWM制御論理回路からのトランジスタU'制御用信号とトランジスタV'制御用信号とトランジスタW'制御用信号の論理積と、トランジスタU'制御用信号とトランジスタV'制御用信号とトランジスタW'制御用信号の論理和の反転がそれぞれ取られ、さらにこれらの論理演算値についての第1の論理和が取られる。

【0166】

また、PWM制御論理回路からのトランジスタU制御用信号とトランジスタV制御用信号とトランジスタW制御用信号の論理積と、トランジスタU制御用信号とトランジスタV制御用信号とトランジスタW制御用信号の論理和の反転がそれぞれ取られ、さらにこれらの論理演算値についての第2の論理和が取られる。

【0167】

さらに、第1及び第2の論理和の論理積を反転したものがBRAKE__PWM制御信号と論理和される。この論理和の結果を元の各トランジスタ制御用信号との間で論理積を取ったものが、最終的なそれぞれのトランジスタ制御用信号となる。

【0168】

付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がロー・レベルが入力されると、コイル非通電時にコイルをオープンにするようにトランジスタ制御用信号を切り替える。通常のコイルAの非通電時において、PWM制御論理回路からは、U'及びV'をロー、U及びVをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ロー・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ロー状態のU'及びV'をハイにそれぞれ転じて、コイルAのオープン状態を間歇的に形成する。

【0169】

同様に、通常のコイルBの非通電時において、PWM制御論理回路からは、V'及びW'をロー、V及びWをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ロー・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ロー状態のV

及びW'をハイにそれぞれ転じて、コイルBのオープン状態を間歇的に形成する。

【0170】

また、同様に、通常のコイルCの非通電時において、PWM制御論理回路からは、W'及びU'をロー、W及びUをローにするトランジスタ制御用信号が出力される。これに対し、付加論理回路は、ロー・レベルのBRAKE__PWM制御信号が入力されると、ロー状態のW'及びU'をハイにそれぞれ転じて、コイルCのオープン状態を間歇的に形成する。

【0171】

一方、付加論理回路は、BRAKE__PWM制御信号がハイ状態のときには、コイル非通電時において、PWM制御論理回路からのトランジスタ制御用信号をそのまま出力するので、非通電時における各相のコイルA、B、Cはそれぞれ短絡状態のままとなる。

【0172】

また、図14には、付加論理回路にBRAKE__PWM信号を入力して、各コイルA、B、Cの非通電状態において、コイル短絡状態の間にコイルがオープンになるタイミングを挿入するときの各トランジスタ制御信号U'、U、V'、V、W'、Wの波形を示している。

【0173】

各トランジスタのスイッチング動作を制御する6本の信号U'、U、V'、V、W'、Wがすべてハイ・レベルのときには、付加論理回路はU、V、Wの各制御信号がロー・レベルになるタイミングを作る。すなわち、付加論理回路はスイッチング・トランジスタのpnp側がオフなのをそのまま保持、npn側がオンになっているのをBRAKE__PWM信号でマスクして、コイル・オープンになるタイミングを作る。

【0174】

また、各トランジスタのスイッチング動作を制御する6本の信号U'、U、V'、V、W'、Wがすべてロー・レベルのときには、付加論理回路はU'、V'、W'の各制御信号がハイ・レベルになるタイミングを作る。すなわち、付加論理回路はスイッチング・トランジスタのnpn側がオフなのをそのまま保持、pnp側がオンになっているのをBRAKE__PWM信号でマスクして、コイル・オープンになるタイミングを作る。

【0175】

コイル通電とコイル短絡というスイッチング動作を繰り返した場合、コイル非通電時にコイル電流がゼロに戻る前に次の通電が開始される。このときのコイルの最大電流は、コイル通電及び非通電の動作の度に逐次上昇していくが、その上昇傾向はデューティ比すなわちBRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様に、コイル電流の実効値 I_{eff} は徐々に増加していくことになるが、その上昇傾向はデューティ比すなわちBRAKE__PWM制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。

【0176】

また、モータの出力トルクTは、コイル電流にモータのトルク定数 K_t を乗じた値となるので($T = K_t \cdot I$)、コイル通電及び非通電を繰り返したとき、コイル電流の増大に伴って、モータ・トルクの実効値は増大していく。このときの上昇傾向はBRAKE__PWM制御信号のデューティ比すなわち同制御信号がハイ・レベルとなる比率にほぼ比例する。同様にモータの逆起電力によって生じる粘性抵抗を設定できる粘性係数の大きさはBRAKE__PWM制御信号がハイレベルとなる比率に比例する。言い換えれば、BRAKE__PWM制御信号のデューティ比によってモータのトルク実効値と粘性抵抗を設定する粘性係数を動的に制御することが可能である。

【0177】

PWMキャリア周波数の10～100倍程度のBRAKE__PWMキャリア周波数で信号を与える。BRAKE__PWM信号のデューティを変化させることで、以下の2つの特性を得ることができる。

【0178】

(1) モータの粘性抵抗を設定する粘性係数を制御できる。

(2) 各コイル A、B、C の非通電時において、コイルに入る電流（電荷の量）を制御できる。

【0179】

このとき、粘性係数が大きくなるように BRAKE_PWM 信号のデューティを設定すると、モータの保持力が向上し、コギングなどのトルクの外乱が減る。また、サーボ・モータとして使用するときの外力へのコンプライアンス量を制御することができる。

【0180】

このように PWM 制御論理回路が付加論理回路へ供給する BRAKE_PWM 制御信号のデューティ比を PWM 制御することにより、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することができる。

【0181】

したがって、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題をともに解決することができる。

【0182】

上述したように、BRAKE_PWM 信号のデューティの設定により、モータの粘性抵抗値を調整することができる。図 15 には、図 12 に示した 3 相モータの通電制御方式において、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるのデューティ比と粘性係数の関係を示している。図示の通り、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比と粘性係数の間には一対一の対応があるので、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比を任意に設定することでモータの粘性係数を制御することができる。

【0183】

また、図 16 には、図 12 に示した 3 相モータの通電制御方式において、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比の値を変化させた場合の、トルク発生のための指令値と実効電流との関係を示している。同図からも判るように、モータ・コイルの電流の実効値を BRAKE_PWM 信号のデューティ比により制御することができる。

【0184】

また、図 17 には、図 12 に示した 3 相モータの通電制御方式において、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比の値を変化させた場合の、トルク発生のための指令値とモータの出力トルクとの関係を示している。同図からも判るように、モータの発生トルクを BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比により制御することができる。

【0185】

図 15 に示したように、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比を調整することでモータの粘性係数を調整することができる。また同様に、図 17 に示したように、BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比を調整することで、トルク発生のための指令値と発生トルクの特性も変化する。

【0186】

ここで、多軸型ロボットの関節アクチュエータとして使用されるモータに求められる特性は以下の通りである。

【0187】

- (1) 高トルク
- (2) トルク発生指令値に対して線形特性でトルクを発生する。
- (3) 外部からの外乱トルクに対し、ある程度、感度よく応答するという機械的な柔軟性（コンプライアンス）がある。

【0188】

BRAKE_PWM 信号がハイレベルになるデューティ比が大きいと、上記の特性（1

）及び（２）に対して有利に働くが、特性（３）に対しては不利になる。また、BRAKE__PWM信号がハイレベルになるデューティ比が小さいと、特性（３）に対して有利に働くが、特性（１）及び（２）に対して不利になる。すなわち、粘性係数と発生トルクの関係はトレードオフの関係になる。

【0189】

そこで、粘性係数がBRAKE__PWM信号のデューティ比が100%のときよりも十分小さな値をとり、且つ、通電電流の損失が十分に少なくなるBRAKE__PWM信号のデューティ比を、図15及び図17に示す特性に基づいて選択する。この結果、BRAKE__PWM信号のデューティ比を30～40%の範囲で設定し、元のトルク発生指令値と発生トルクの特性に数学的な補正を施すことによって、上記の（１）～（３）の特性をすべて満たすようにする。

【0190】

図18には、BRAKE__PWM信号のデューティ比を37%に設定して、数学的補正を施したときのトルク発生指令値と発生トルクの特性を示している。元の特性では、トルク発生指令値が30%付近で不連続となっているので、その部分を境界条件として補正を行なう。

【0191】

BRAKE__PWM信号のデューティ比が100%のとき、トルク発生指令値（ r とする）と発生トルク（ T とする）の傾き（ K_{amp} とする）が最大になる。補正式は、この K_{amp} を再現するように働く。

【0192】

- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比を37%に設定し、 r が30%以上のとき $r \sim T$ の傾きを K とする。
- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比が37%のとき、 $r = 30\%$ で発生するトルクを T_0 とする。
- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比が100%のとき、 $r = 30\%$ で発生するトルクを T_1 とする。
- ・BRAKE__PWM信号のデューティ比に関係なく、モータのストール・トルク T_s は一定である。

【0193】

$0 \leq r \leq 30\%$ のとき：

トルク発生指令値 r に (T_1 / T_0) を掛けた値をトルク発生論理回路に入力する。具体的には、トルク発生論理回路に入力する値を r' とすると、 $r' = (T_1 / T_0) r$ となる。

【0194】

$30\% \leq r$ のとき：

トルク発生指令値 r に、 $r' = (1 / K) (K_{amp} \cdot r - T_0) + r_{30}$ という変換を行ない、トルク発生論理回路に r' を入力する。但し、 $r = 30\%$ のときの r の値を r_{30} とする。これをBRAKE__PWM信号のデューティ比が37%の特性式（ $T = K \cdot (r - r_{30}) + T_0$ ）に代入すると、発生トルク特性はBRAKE__PWM信号のデューティ比が100%のときの特性と一致することになる（図19を参照のこと）。

【0195】

B. ロボット用関節アクチュエータの動作速度、機械的受動性

本出願人に既に譲渡されている特願2001-233691号明細書には、外界や作業対象に対して、閉リンク状態と開リンク状態の繰り替え動作を高速に行なう脚式移動ロボットについて開示されている。すなわち、1以上の回転型関節（1関節当り2自由度以上備えていてもよい）で構成される肢を持つロボットにおいて、各肢に動的閉合誤差を除去するに最低限必要な受動自由度（減速機のバックラッシュなど）を配し、さらに各肢の可動範囲を適切に管理する。たとえ、関節部を駆動するアクチュエータがトルク情報を取得する手段を持たない場合であっても、閉リンク状態と開リンク状態の高速切替え動作を安

定に実現する。

【0196】

これは、2足歩行ロボットにおいて、腰部基準座標に近い部位にバックラッシュ量が少ないギアードモータを配置する一方、手先・足先に近い部位にバックラッシュ量が多いギアードモータを配置し最適な特性を得るというものである。

【0197】

そして、ロボットを最適化する第2の方法として、各関節軸アクチュエータにおける位置サーボ補償器の開ループ・ゲインを任意に調整することで、位置エラー偏差量を制御する。すなわち、バックラッシュ量が均一の場合にはサーボ・ゲインの大小によるサーボ偏差をバックラッシュ量に見立て、それを制御する。

【0198】

本実施形態は、このような脚式移動ロボットの関節アクチュエータの最適化方法をさらに拡張したものであり、要言すれば、サーボ制御器の比例ゲインだけでなく位相補償要素も関節各部位で調整するものである。

【0199】

図20には、本発明の一実施形態に係るアクチュエータのサーボ制御器の構成を示している。同図に示すように、サーボ制御器は、直列補償の比例ゲインKと位相補償要素C(s)という2つの制御要素を持ち、比例ゲインだけでなく位相補償要素も関節各部位で調整する。

【0200】

ここで、位相補償要素は以下の式で表される。但し、n、mは任意の自然数であり、また、 a_i 、 b_i は任意の実数であり、状態変数を表現した場合はフィードバック・ゲインに相当する。

【0201】

【数6】

$$C(s) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i \cdot s^i}{\sum_{i=0}^n a_i \cdot s^i}$$

【0202】

また、モータと減速器の伝達関数表現モデルG(s)は以下の式で表される。但し、sはラプラス演算子であり、Kはモータ・ゲインであり、Jはモータの慣性モーメントであり、Dはモータの粘性抵抗係数である。なお、ここでは減速器のバックラッシュ量が十分に小さい場合を想定して、線型モデルで近似している。

【0203】

【数 7】

$$G(s) = \frac{K}{Js^2 + Ds}$$

【0204】

また、図 21 には、図 20 に示したモータと減速機の伝達関数表現モデル $G(s)$ のゲイン及び位相の周波数特性を示している。

【0205】

まず、図 20 に示したサーボ制御器において、位相補償型制御の設計例として位相補償帯域を任意に選択する例（位相補償量が一定で周波数帯域を任意に選ぶ）について、図 22 を参照しながら説明する。同図において、

【0206】

(1) $C(s) - 1:1$ 、 $0 \sim 100 \text{ Hz}$ の帯域で約 $+18 \text{ deg}$ の位相進みを与えており、約 $+5.6 \text{ dB}$ のゲイン増幅している。

(2) $C(s) - 2:0$ 、 $1 \sim 10 \text{ Hz}$ の帯域で約 $+18 \text{ deg}$ の位相進みを与えており、約 $+5.6 \text{ dB}$ のゲイン増幅している。

(3) $C(s) - 3:10 \sim 1 \text{ kHz}$ の帯域で約 $+18 \text{ deg}$ の位相進みを与えており、約 $+5.6 \text{ dB}$ のゲイン増幅している。

【0207】

このように、位相補償を施す周波数帯域を任意に選択することで、アクチュエータの周波数特性を自在に設定することができる。したがって、このようなアクチュエータで構成されるロボットの関節軸は、機体の姿勢や動作の局面に応じて、周波数特性を動的に調整することができる。

【0208】

なお、図 22 に示す例では、位相進み補償の例を示したが、位相遅れ補償の場合も同様に任意の周波数帯域で任意の位相遅れ量を設定することができる。

【0209】

次いで、図 20 に示したサーボ制御器において、位相補償型制御の設計例として位相補償を施す量を任意に選択する例（周波数帯域が一定で位相補償量を任意に選ぶ）について、図 23 を参照しながら説明する。同図において、

【0210】

(4) $C(s) - 4:4$ 、 $0 \sim 70 \text{ Hz}$ の帯域で約 $+12 \text{ deg}$ の位相進みを与えており、約 $+3.5 \text{ dB}$ のゲイン増幅している。

(5) $C(s) - 5:2$ 、 $0 \sim 70 \text{ Hz}$ の帯域で約 $+18 \text{ deg}$ の位相進みを与えており、約 $+5.6 \text{ dB}$ のゲイン増幅している。

(6) $C(s) - 6:1$ 、 $0 \sim 70 \text{ Hz}$ の帯域で約 $+21 \text{ deg}$ の位相進みを与えており、約 $+6.5 \text{ dB}$ のゲイン増幅している。

【0211】

このように、位相補償を施す量を任意に選択することで、アクチュエータの周波数特性を自在に設定することができる。したがって、このようなアクチュエータで構成されるロボットの関節軸は、機体の姿勢や動作の局面に応じて、周波数特性を動的に調整することができる。

【0212】

なお、図 23 に示す例では、位相進み補償の例を示したが、位相遅れ補償の場合も同様に任意の周波数帯域で任意の位相遅れ量を設定することができる。

【0213】

次いで、図 20 に示したサーボ制御器において、K で示した直列補償ゲインの大小を変更する制御器の設計例について、図 24 を参照しながら説明する。同図は、図 22 において、K を ± 3 dB だけ上下させたことに相当する。図示の通り、直列補償ゲインの大小も任意に設定することができる。

【0214】

図 22 ～図 24 に示した内容をロボットの関節軸駆動用のアクチュエータに適用するためには、これらの制御器を構成するパラメータを動的又は静的に変更するための通信プロトコルを実装する。これによって、ロボットの各関節軸にさまざまな特性を与えることができる。

【0215】

次いで、これらの特性を備えたアクチュエータのサーボ制御器を実装したときのアクチュエータの特性について説明する。

【0216】

図 25 には、図 22 に示したように位相補償量が一定で周波数帯域を任意に選ぶようにアクチュエータのサーボ制御器を実装したときの開ループ特性を示している。

【0217】

(7) $C(s) - 2$ を適用：0.1 ～ 10 Hz の帯域で約 +5.6 dB のゲイン増幅、約 +18 deg の位相進みを与える

→ 全体的にゲインが高めとなるので、位置決め精度と追従性がよくなるが、エネルギーロスとなり易い。また、負荷が大きくなると不安定になる可能性がある。

(8) $C(s) - 1$ を適用：1.0 ～ 100 Hz の帯域で約 +5.6 dB のゲイン増幅、約 +18 deg の位相進みを与える

→ $C(s) - 1$ と $C(s) - 2$ の中間的な特性を持つ。

(9) $C(s) - 3$ を適用：10 ～ 1 kHz の帯域で約 +5.6 dB のゲイン増幅、約 +18 deg の位相進みを与える

→ 高域でのみ位相進み補償をしていることになるので、ゆっくりした動作時にはあまり効果が見られないが、走る、飛ぶ、踊るといった速い動作には効果がある。

【0218】

このように、位相補償を施す周波数帯域を任意に選択することで、アクチュエータの周波数特性を自在に設定することができる。したがって、このようなアクチュエータで構成されるロボットの関節軸は、機体の姿勢や動作の局面に応じて、周波数特性を動的に調整することができる。

また、図 26 には、図 25 に示したうち高域でのみ位相進み補償を施した例 (9) においてさらに直列補償ゲインの制御を採り入れた様子を示している。この場合、図 24 に示した例と同様に、同位相においてゲインが上下する。

【0219】

図 25 に示した例では、位相補償例 (9) ではゆっくりした動作時にはあまり効果が見られないが、図 26 に示すように、低周波数帯域においてゲインを増やすことにより、低周波数帯域での制御偏差を少なくすることができる。この結果、ゆっくりした動作時でも指令値に対して少ない遅れで応答することが可能となる。

【0220】

以上、アクチュエータのサーボ制御器においてサーボ制御器の比例ゲインだけでなく位相補償要素も関節各部位で調整するメカニズムについて説明してきた。これによって、安定且つ高効率な動作を実現するには局所的に力を増減させることや関節各部位のコンプライアンス（機械的受動性）を増減させることが可能となる。

【0221】

例えば、位置制御系として関節各軸の動作を捉えたときは高ゲイン且つ高帯域なサーボ

制御器を使って、制御偏差が少なくなるように制御した方がよいが、力学モデルとして捉えたときはポテンシャル・エネルギーや運動エネルギーの作用を考慮してゲインを低くしたり位相補償している周波数帯を上下させたりすることも同時に行なうとよい。

【0222】

また、上述したようなアクチュエータの動作速度や動作時の機械的受動性という特性に加え、アクチュエータの粘性抵抗を可変に制御するという方式を取り入れることができる。

【0223】

例えば、コイルへの供給電流を制御して所定の磁束分布を形成することにより回転トルクを発生させるタイプのモータは、一般に、コイル端子を電源電圧に接続する第1のトランジスタ・スイッチ群と、コイル端子を接地する第2のトランジスタ・スイッチ群からなるスイッチング動作回路をPWM制御により駆動することによって、コイル電流を制御し、所望のトルク又は回転位置、回転速度などを得ようになっている。

【0224】

ここで、モータ・コイルが非通電の期間においてオープン状態となるタイミングにおいて、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうため、トルクのロスになる。またコギングによるトルクむらの影響を受け易くなる。このような場合、モータ・コイルが非通電の期間においても、コイルがオープン状態とならない短絡（ショート）状態を形成することにより、モータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けないようにすることができる。このとき、モータのコイルには、永久磁石側からの磁束密度により逆起電力が発生する。この逆起電力により、モータの回転方向の逆方向に力が作用するので、外力による回転に対する粘性抵抗を作り出すことができ、ブレーキに類似した効果を得ることができる。このようなモータへの粘性抵抗により、トルク・ロスがなくコギングによるトルクむらの影響が軽減される。

【0225】

一方、モータの非通電時において、このようなコイルの短絡状態を形成した場合、上述したように、モータに一種の粘性抵抗を与えることができるが、このようなモータをロボットに使用した場合、コイル・ショートによるブレーキの影響のため、コンプライアンス（機械的受動性）がなくなってしまうという問題を招来する。そこで、モータ・コイルの非通電時におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率を、所望の機械的特性に応じて調整することにより、モータ・コイルがオープン状態となるタイミングにおけるモータ・コイルに通電された電流（厳密には電荷）が抜けてしまうことによるトルクのロスやコギングによるトルクむらの問題と、モータ・コイルの非通電時におけるコイル・ショートによるブレーキの影響のためコンプライアンス（機械的受動性）がなくなるという問題を、ともに解決することができる。

【0226】

モータ・コイルの通電及び非通電状態の比率はPWM制御により実現することができるが、モータ・コイルの非通電状態におけるコイルのオープン状態と短絡状態の期間の比率もPWM制御を用いて実現することができる。モータのコイル電流のPWM制御により粘性抵抗や機械的受動性を獲得する方法に関しては、図4～図7を参照しながら既に説明した通りである。

【0227】

C. 脚式移動ロボットへの適用

次いで、本実施形態に係るサーボ制御器を実装したアクチュエータを各関節部位に配置した2足歩行の脚式移動ロボットについて説明する。図27には、脚式移動ロボットの自由度構成例を模式的に示している。

【0228】

同図に示すロボットは、二脚二腕を有する人間型ロボットである。本ロボットは、機体に四肢が取り付けられ、首ロール軸、第1及び第2の首ピッチ軸、首ヨー軸という4自由度からなる頭部と、肩関節ピッチ軸、肩関節ロール軸、肩関節ヨー軸、肘関節ピッチ軸と

いう少なくとも4自由度からなる左右の腕部と、体幹ロール軸及び体幹ピッチ軸という2自由度からなる体幹部と、股関節ヨー軸、股関節ロール軸、股関節ピッチ軸、膝ピッチ軸、足首ピッチ軸、足首ロール軸という少なくとも6自由度からなる左右の脚部で構成されている。

【0229】

これらの各関節自由度は、上述したサーボ制御器を備えたアクチュエータによって実現される。各関節部位において使用されるアクチュエータのゲイン・位相補償特性の制御例について、以下に詳解する。

【0230】

(1) 首部分に適用されるアクチュエータの特性

首部分では、位置決め精度を優先させるため、比例ゲインを高く設定する。また、動作速度を保持しつつ、比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する。また、胴体より下の部分の動作時に発生する振動外乱に対してロバスト性を得るため、関節の粘性係数を大きく設定する。

【0231】

(2) 肩・肘部分に適用されるアクチュエータの特性

歩行やダンスなどの連続動作を行なうときは、位置決め特性よりも機械的受動性が高くなるような特性をアクチュエータに与える。動作に受動性を持たせるため、関節の粘性係数を小さくする。また、動作に受動性を持たせるとともに、エネルギー消費量を減らすため、比例ゲインを低く設定する。また、動作速度を大きくするため、位相進み補償を行なう周波数帯域を高く、位相進み量を大きく設定する。動作によっては振り子のように往復運動を行なうだけのときもある。そのときは、関節の粘性係数と比例ゲインを最小にして機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにし、力学的なエネルギーを動作のために用い易くする。

【0232】

一方、物を押したり引っ張ったりするなどの力を使う動作を行なうときには、負荷トルク値により、位置決め精度優先の特性と、機械的受動性の特性を動的に入れ替えるように制御する。負荷トルク値に対してさらに力を発生させたいときは比例ゲインを高く、関節の粘性係数を大きくする。また、負荷トルク値に対して定負荷となるように倣わせる動作をする場合には、上位からの位置指令値による調整に加え、アクチュエータ内部トルク検知装置で検知した負荷トルクに応じて比例ゲインを低く、関節の粘性係数を小さくして、機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにする。

【0233】

(3) 体幹部分に適用されるアクチュエータの特性

自分自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため、関節の粘性係数を大きくする。あるいは、位置決め精度を優先させるため、比例ゲインを高く設定する。あるいは、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわないように、位相進み量を設定する。

【0234】

(4) 股関節部分に適用されるアクチュエータの特性

自分自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため、関節の粘性抵抗を大きくする。あるいは、位置決め精度を優先させるため、比例ゲインを高く設定する。あるいは、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する。

【0235】

(5) 膝部分に適用されるアクチュエータの特性

遊脚時及び着床瞬間時においては、位置決め精度よりも機械的受動性が高くなるような特性に制御する。動作に受動性を持たせるため、関節の粘性係数を小さくする。また、動作に受動性を持たせるとともにエネルギー消費量を減らすため、比例ゲインを低く設定する。また、動作速度を大きくするため、位相進み補償を行なう周波数領域を高く、位相進み

量を大きく設定する。

【0236】

一方、支持脚時においては、機械的受動性よりも位置決め精度が高くなるような特性に制御する。自分自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため、関節の粘性係数を大きくする。あるいは、位置決め精度を優先させるため、比例ゲインを高く設定する。あるいは、動作速度を保持しつつ比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に、位相進み量を少なく設定する。

【0237】

(6) 足首部分に適用されるアクチュエータの特性

遊脚時及び着床瞬間時においては、位置決め精度よりも機械的受動性が高くなるような特性に制御する。足首部分着床による衝撃を緩和するため、関節の粘性係数を小さく設定し、機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにする。また、足首部分着床による衝撃を緩和するため、比例ゲインを低く設定し、機械的受動性（コンプライアンス）を得るようにする。また、動作速度を大きくとるため、位相補償を行なう周波数領域を高く、位相進み量を大きく設定する。

【0238】

一方、支持脚時において、足首部分の発生トルクを大きくとり、且つ自分自身の動作による振動外乱にロバスト性を得るため、関節の粘性係数を大きくとる。また、足首部分の位置決め精度を向上させるため、比例ゲインを高く設定する。また、動作速度を保持しつつ、比例ゲインを上げた分の安定性を損なわない程度に位相進み量を少なく設定する。

【0239】

[追補]

以上、特定の実施形態を参照しながら、本発明について詳解してきた。しかしながら、本発明の要旨を逸脱しない範囲で当業者が該実施形態の修正や代用を成し得ることは自明である。

【0240】

本発明の要旨は、必ずしも「ロボット」と称される製品には限定されない。すなわち、電氣的若しくは磁氣的な作用を用いて人間の動作に似せた運動を行なう機械装置あるいは移動体装置であるならば、例えば玩具等のような他の産業分野に属する製品であっても、同様に本発明を適用することができる。

【0241】

また、本明細書中では、モータ・コイルへのコイル電流のスイッチング制御にバイポーラ・トランジスタからなるスイッチング素子を用いて構成される回路例について説明したが、MOS-FETやその他の半導体装置を用いてこの種の制御回路を実装することができることは、当業者には自明である。

【0242】

要するに、例示という形態で本発明を開示してきたのであり、本明細書の記載内容を限定的に解釈するべきではない。本発明の要旨を判断するためには、冒頭に記載した特許請求の範囲の欄を参酌すべきである。

【図面の簡単な説明】

【0243】

【図1】 図1は、コイルを通電状態にした後、短絡状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性（本発明）を示した図である。

【図2】 図2は、図1に示したコイル通電及び短絡状態を繰り返したときのコイル電流波形を示した図である。

【図3】 図3は、図1及び図2に示したコイル電流の挙動に対するモータ・トルクの挙動を示した図である。

【図4】 図4は、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムをDCモータに適用した場合のコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を示した図である。

【図5】 図5は、付加論理回路の構成を示した図である。

【図 6】図 6 は、ハイ・レベルの B R A K E _ P W M 制御信号が入力されたときの付加論理回路における各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示した図である。

【図 7】図 7 は、P W M 制御により所定のデューティ比を持つ B R A K E _ P W M 制御信号が入力されたときの付加論理回路における各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性及びトルク出力特性とともに示した図である。

【図 8】図 8 は、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した 3 相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例を示した図である。

【図 9】図 9 は、デルタ結線ではなくスター結線で 3 相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示した図である。

【図 10】図 10 は、付加論理回路の構成を示した図である。

【図 11】図 11 は、P W M 制御により所定のデューティ比を持つ B R A K E _ P W M 制御信号が入力されたときの付加論理回路における各トランジスタ制御用信号の出力特性を、コイル電流波形特性とともに示した図である。

【図 12】図 12 は、本発明に係るコイル電流の制御メカニズムを適用した 3 相モータのコイル電流供給用の電流制御回路の等価回路についての他の構成例を示した図である。

【図 13】図 13 は、付加論理回路の具体的な回路構成を示した図である。

【図 14】図 14 は、付加論理回路に B R A K E _ P W M 信号を入力して、各相のコイル A、B、C の非通電状態において、コイル短絡状態の間にコイルがオープンになるタイミングを挿入するときの各トランジスタ制御信号 U'、U、V'、V、W'、W の波形を示した図である。

【図 15】図 15 は、図 12 に示した 3 相モータの通電制御方式において、B R A K E _ P W M 信号のデューティ比と粘性係数の関係を示した図である。

【図 16】図 16 は、図 12 に示した 3 相モータの通電制御方式において、トルク発生のための指令値 (B R A K E _ P W M 信号のデューティ比) と実効電流との関係を示した図である。

【図 17】図 17 は、図 12 に示した 3 相モータの通電制御方式において、トルク発生のための指令値 (B R A K E _ P W M 信号のデューティ比) とモータの出力トルクとの関係を示した図である。

【図 18】図 18 は、B R A K E _ P W M 信号のデューティ比を 37% に設定して、数学的補正を施したときのトルク発生指令値と発生トルクの特性を示した図である。

【図 19】図 19 は、図 18 に示したトルク発生指令値と発生トルクの特性の補正方法を説明するための図である。

【図 20】図 20 は、本発明の一実施形態に係るアクチュエータのサーボ制御器の構成を示した図である。

【図 21】図 21 は、図 20 に示したモータと減速気の伝達関数表現モデル $G(s)$ のゲイン及び位相の周波数特性を示したチャートである。

【図 22】図 22 は、位相補償帯域を任意に選択する位相補償制御型のサーボ制御器の設計例を説明するための図である。

【図 23】図 23 は、位相補償量を任意に選択する位相補償制御型のサーボ制御器の設計例を説明するための図である。

【図 24】図 24 は、図 20 に示したサーボ制御器において、K で示した直列補償ゲインの代償を変更する制御器の設計例を説明するための図である。

【図 25】図 25 は、図 22 に示したように位相補償量が一定で周波数帯域を任意に選ぶようにアクチュエータのサーボ制御器を実装したときの開ループ特性を示した図である。

【図 26】図 26 は、図 25 に示したうち高域でのみ位相進み補償を施した例 C (s) - 3 においてさらに直列補償ゲインの制御を採り入れた様子を示した図である。

【図 27】図 27 は、脚式移動ロボットの自由度構成例を模式的に示した図である。

【図 2 8】図 2 8 は、3 相サーボ・モータのスター型結線（従来例）を示した図である。

【図 2 9】図 2 9 は、3 相サーボ・モータのデルタ型結線（従来例）を示した図である。

【図 3 0】図 3 0 は、D C モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例（従来例）を示した図である。

【図 3 1】図 3 1 は、図 3 0 に示した電流制御回路におけるコイル端子電圧波形を示した図である。

【図 3 2】図 3 2 は、図 3 0 に示した電流制御回路におけるコイル電流波形を示した図である。

【図 3 3】図 3 3 は、3 相モータに適用される、コイル電流供給用の電流制御回路の等価回路の構成例（従来例）を示した図である。

【図 3 4】図 3 4 は、デルタ結線ではなくスター結線で 3 相コイルが採用されている場合のブリッジ部分の構成を示した図である。

【図 3 5】図 3 5 は、図 3 3 に示した電流制御回路におけるコイル端子電圧波形を示した図である。

【図 3 6】図 3 6 は、図 3 3 に示した電流制御回路におけるコイル電流波形を示した図である。

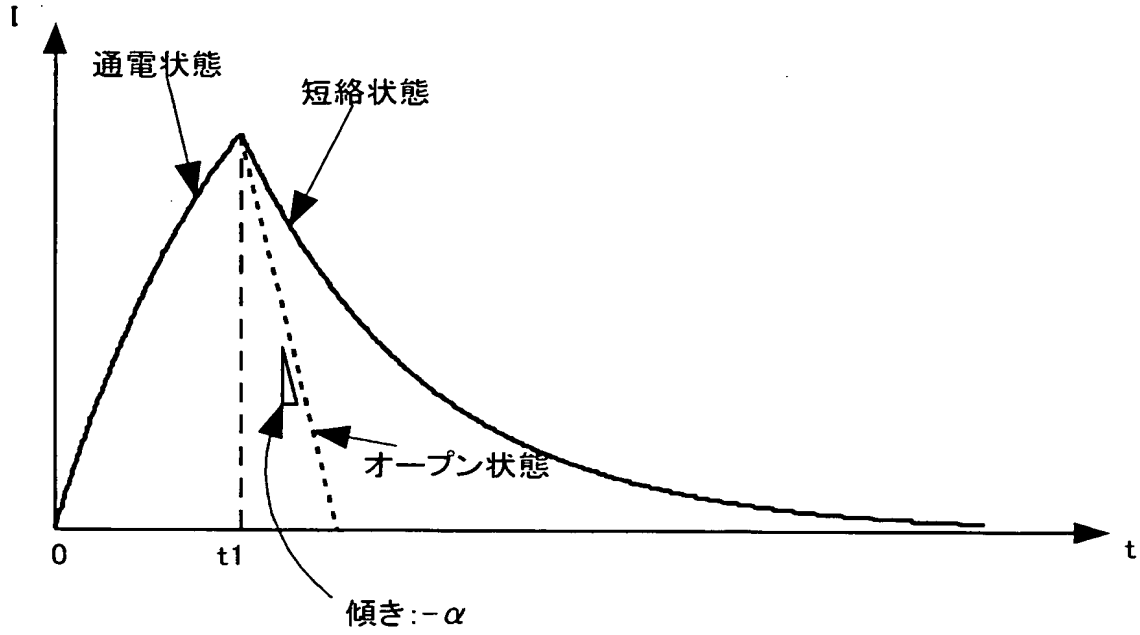
【図 3 7】図 3 7 は、図 3 0 に示した D C モータのコイル電流制御回路をモデル化した R L 直結回路である。

【図 3 8】図 3 8 は、コイルを通電状態にした後、オープン状態にしたときのコイル電流の過渡応答特性（従来例）を示した図である。

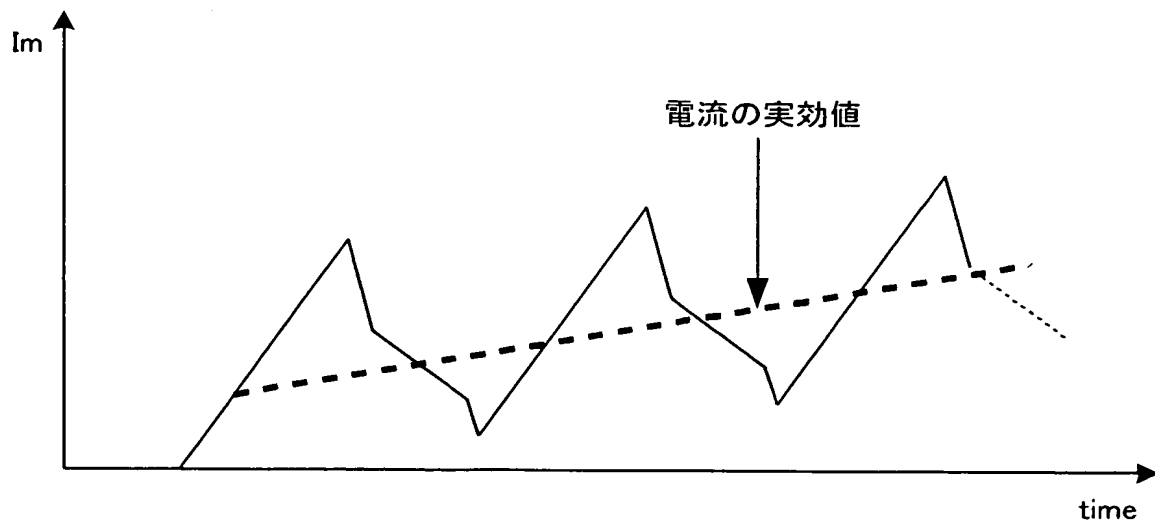
【図 3 9】図 3 9 は、図 3 2 に示したコイル電流の挙動に対するモータ・トルクの挙動を示した図である。

【書類名】 図面

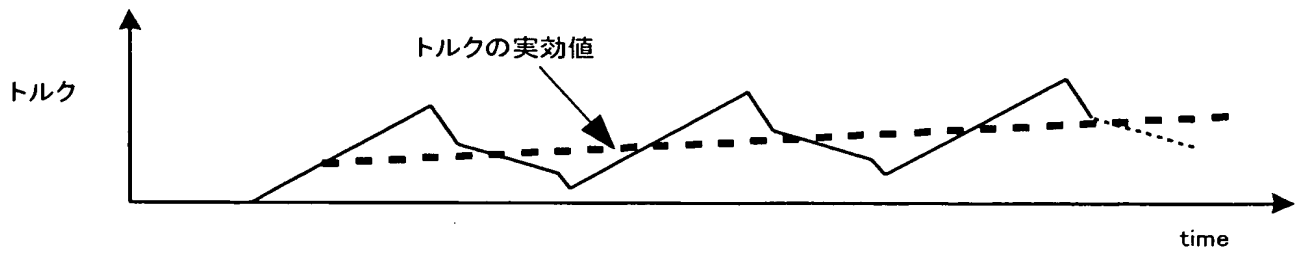
【図 1】



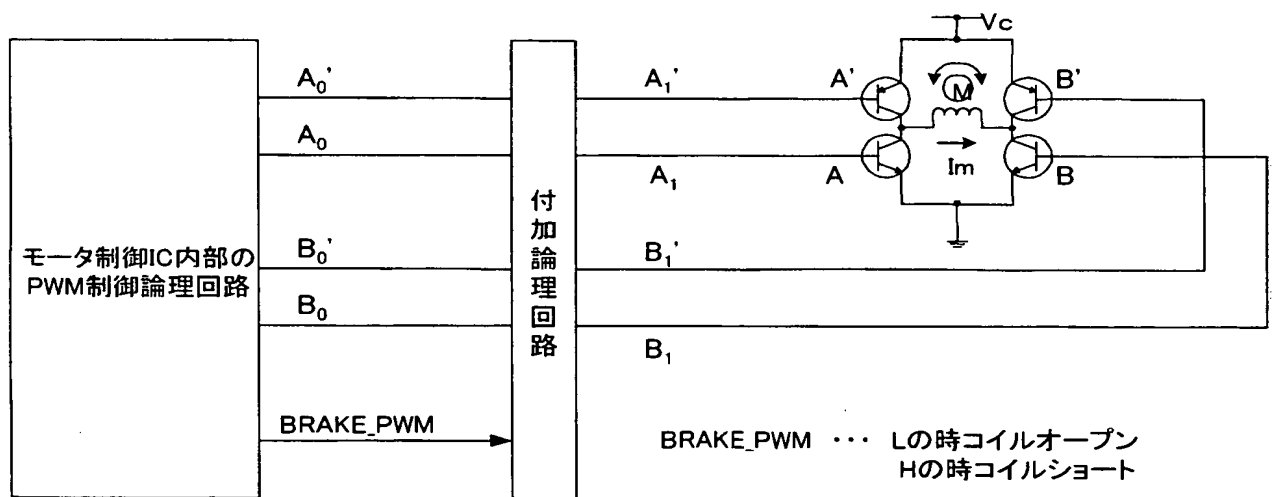
【図 2】



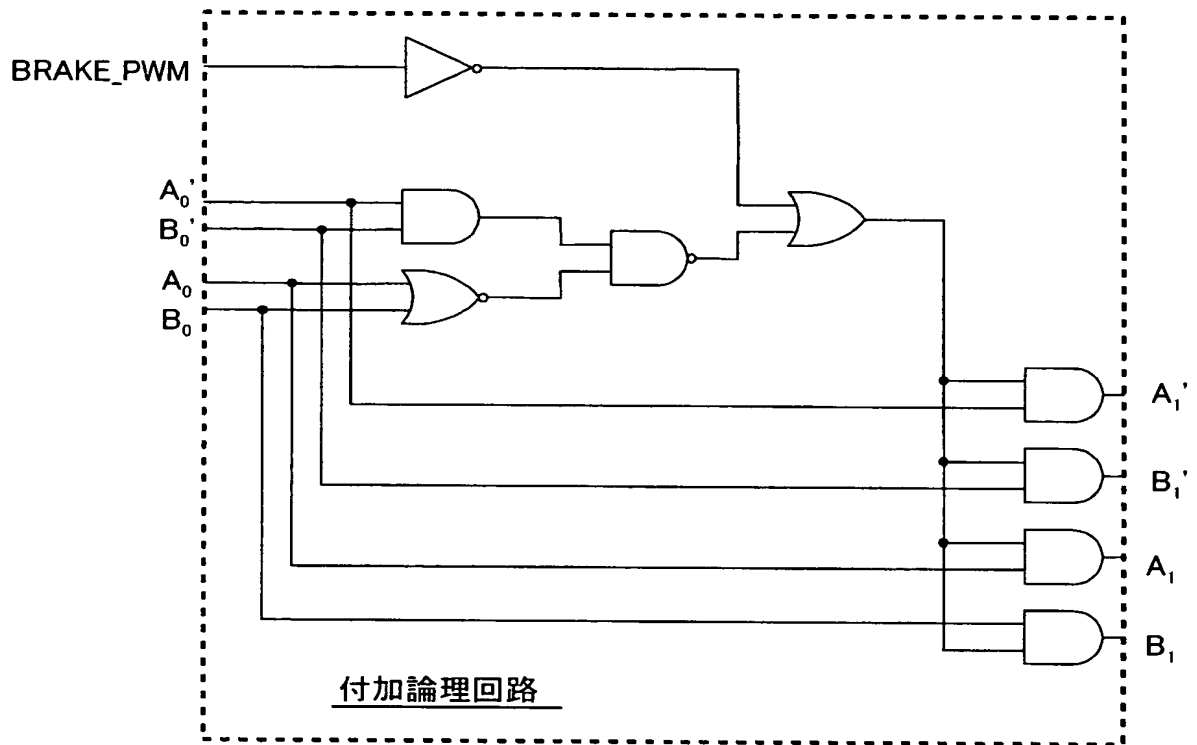
【図 3】



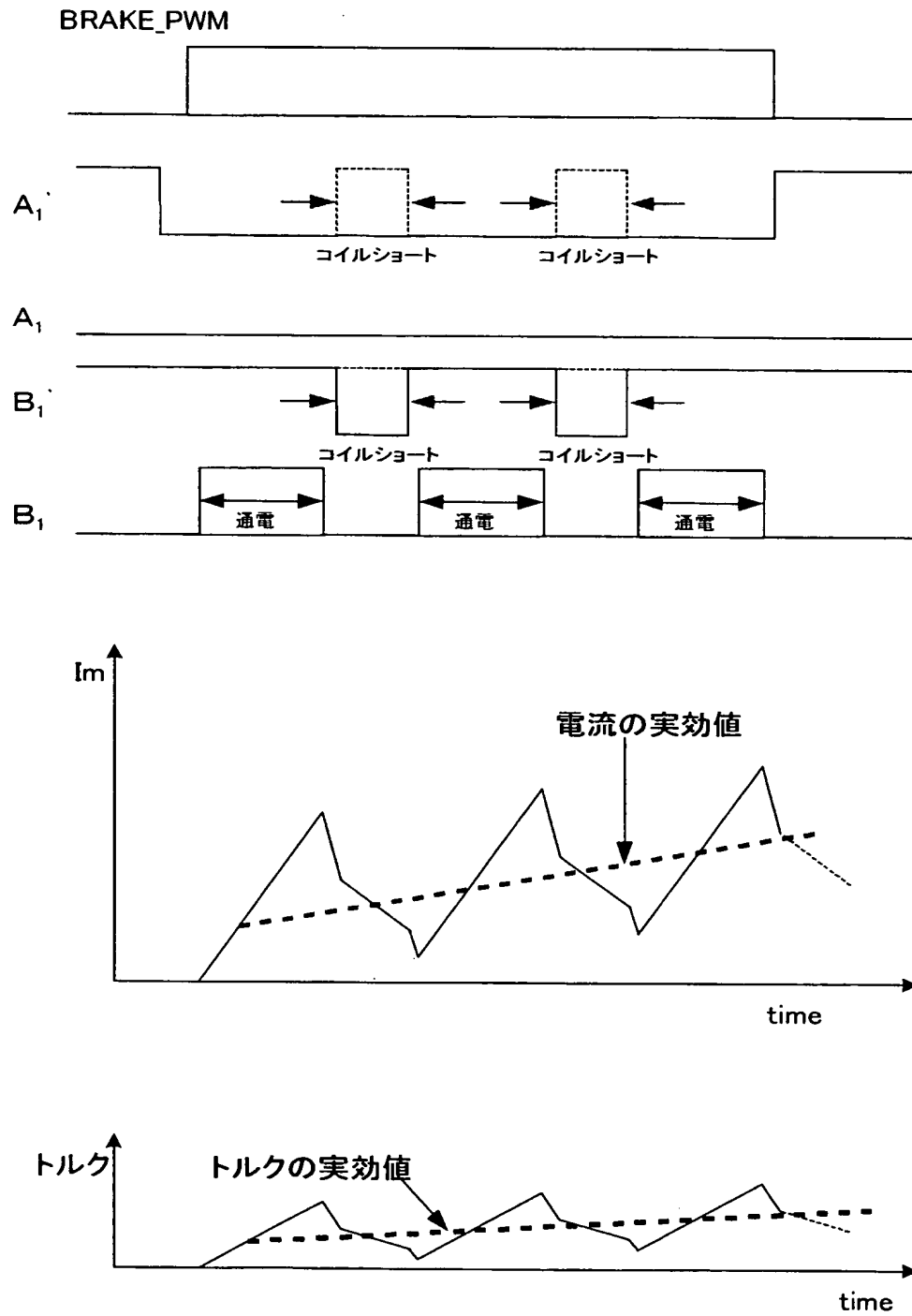
【図 4】



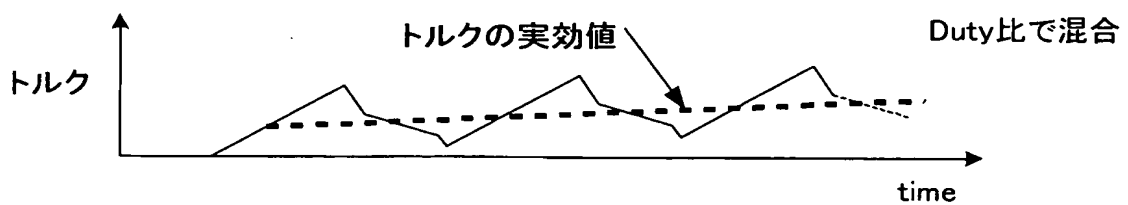
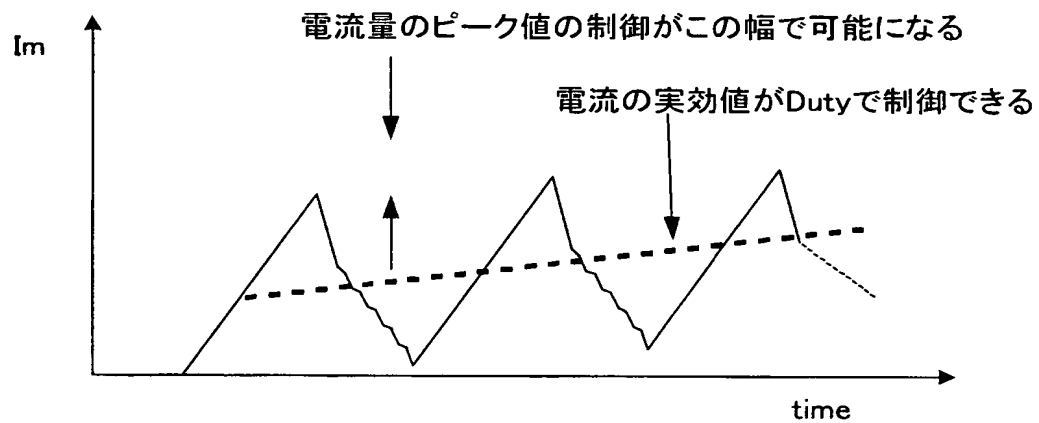
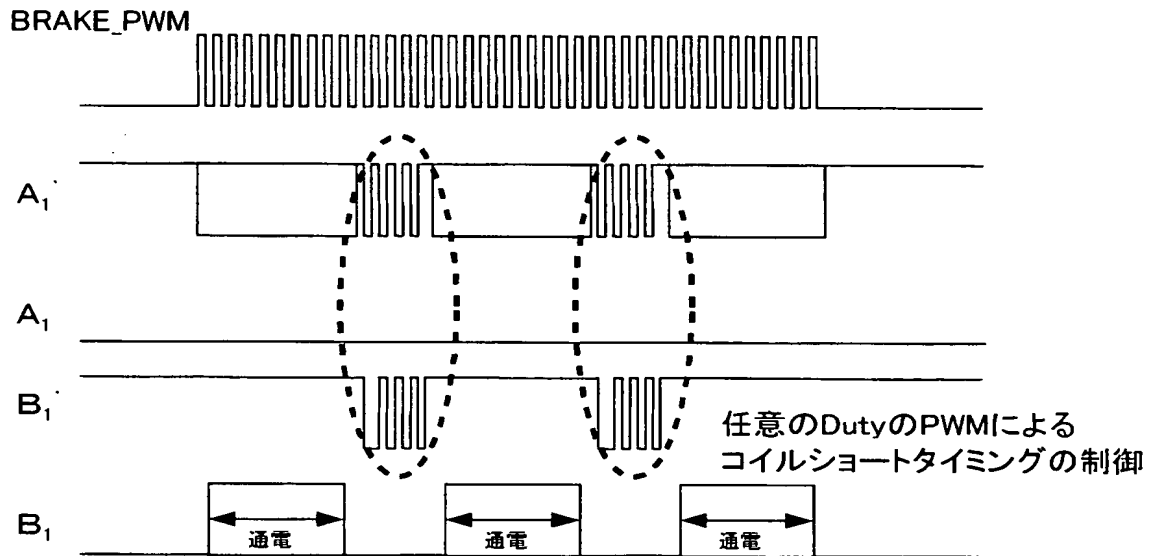
【図 5】



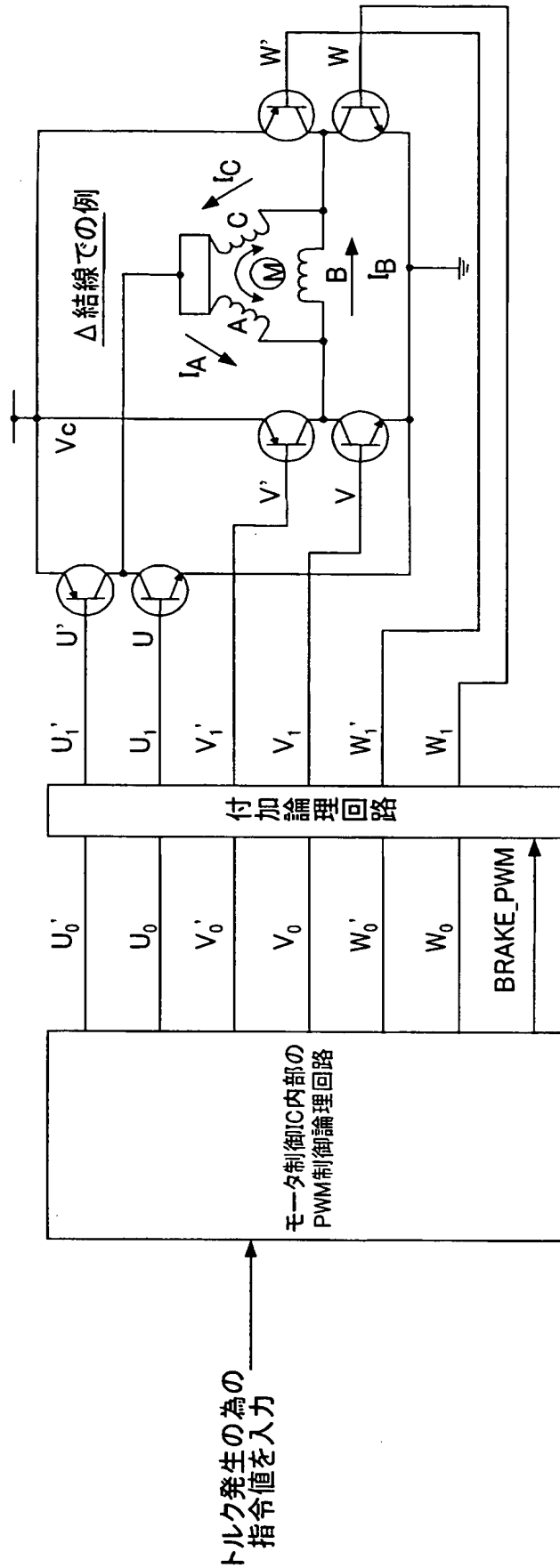
【図 6】



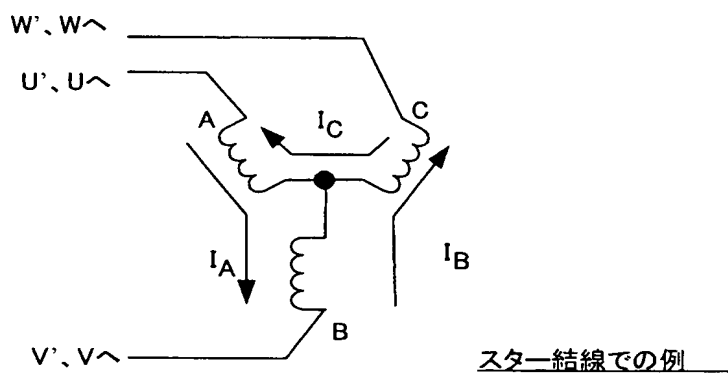
【図 7】



【図 8】

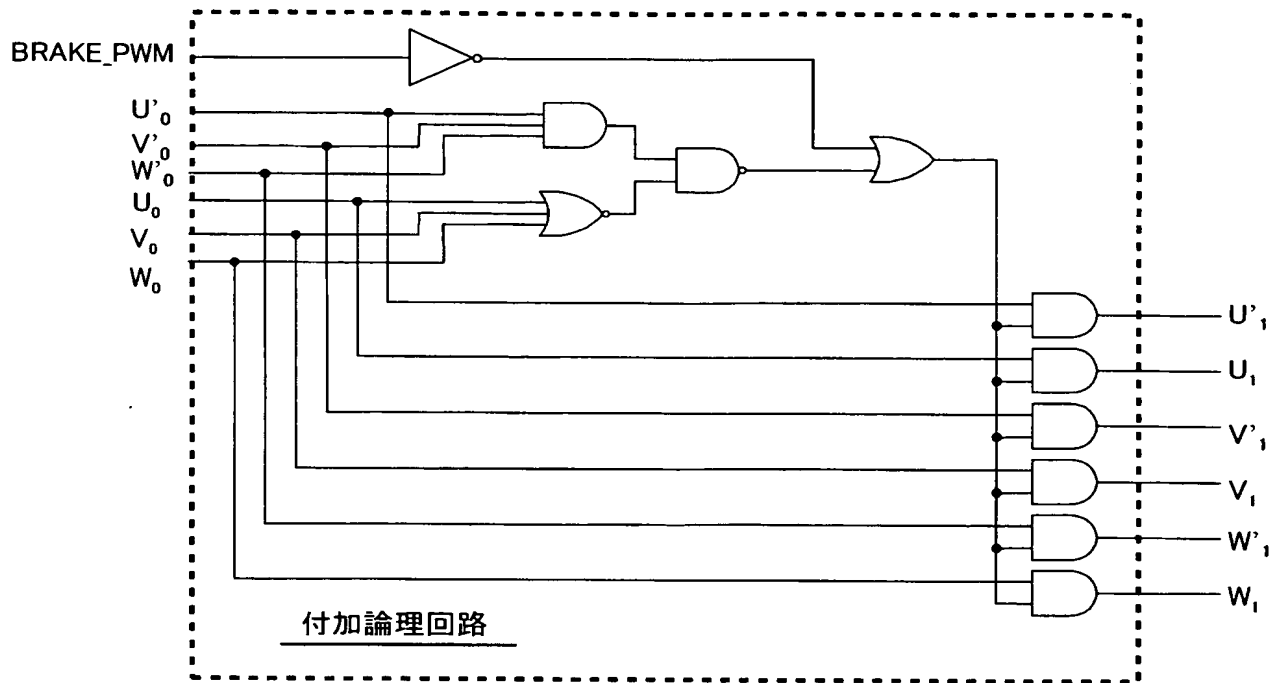


【図 9】

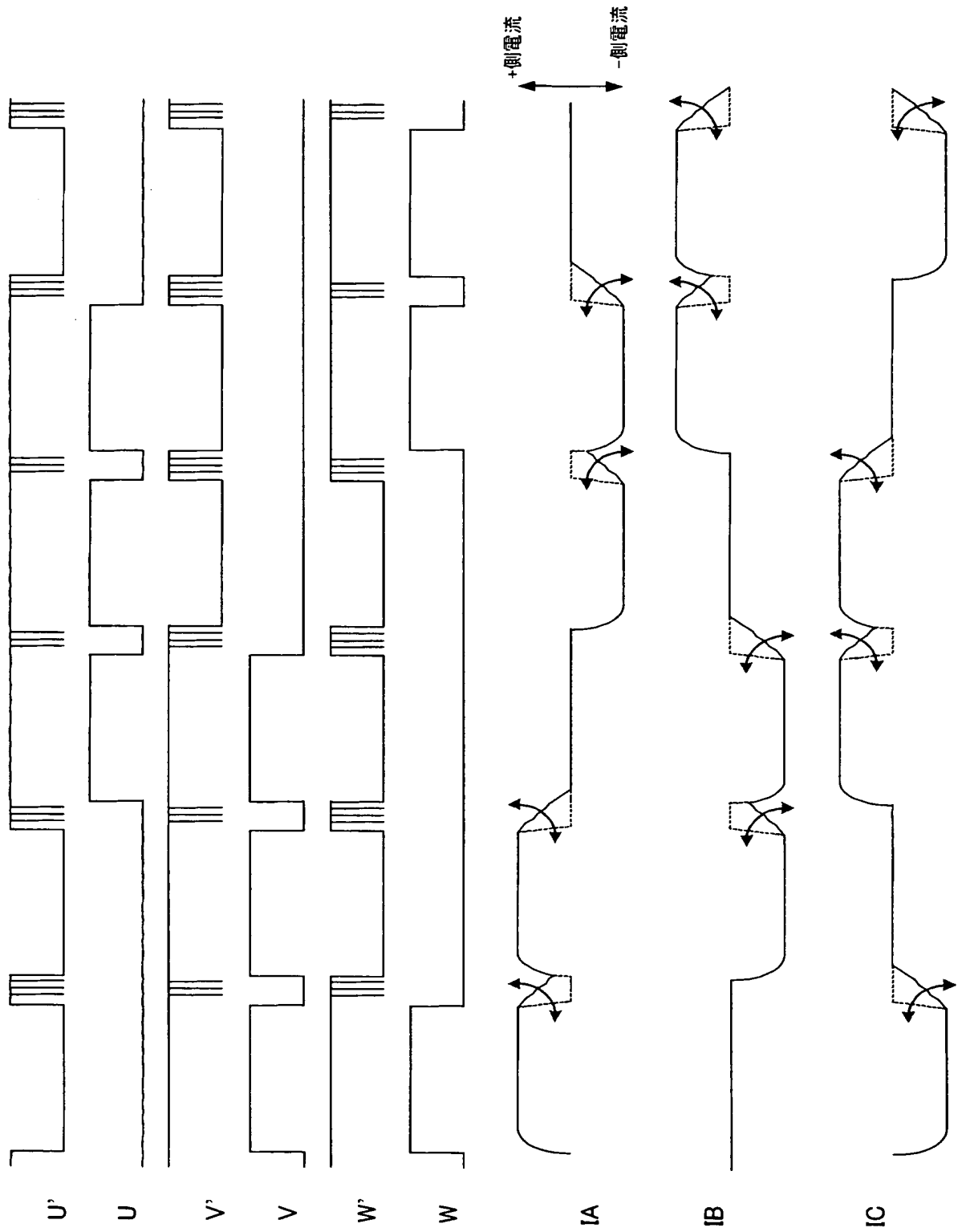


$I_A \sim I_C$: モータコイルA~C相に流れる電流(A)
 $R_A \sim R_C$: モータコイルA~C相の直流抵抗(Ω)
 $L_A \sim L_C$: モータコイルA~C相のインダクタンス(H)
 V_c : モータ駆動用電源電圧(V)
 K_t : モータのトルク定数(N-m/A)
 K_e : モータの逆起電圧力定数(V / rad/s)

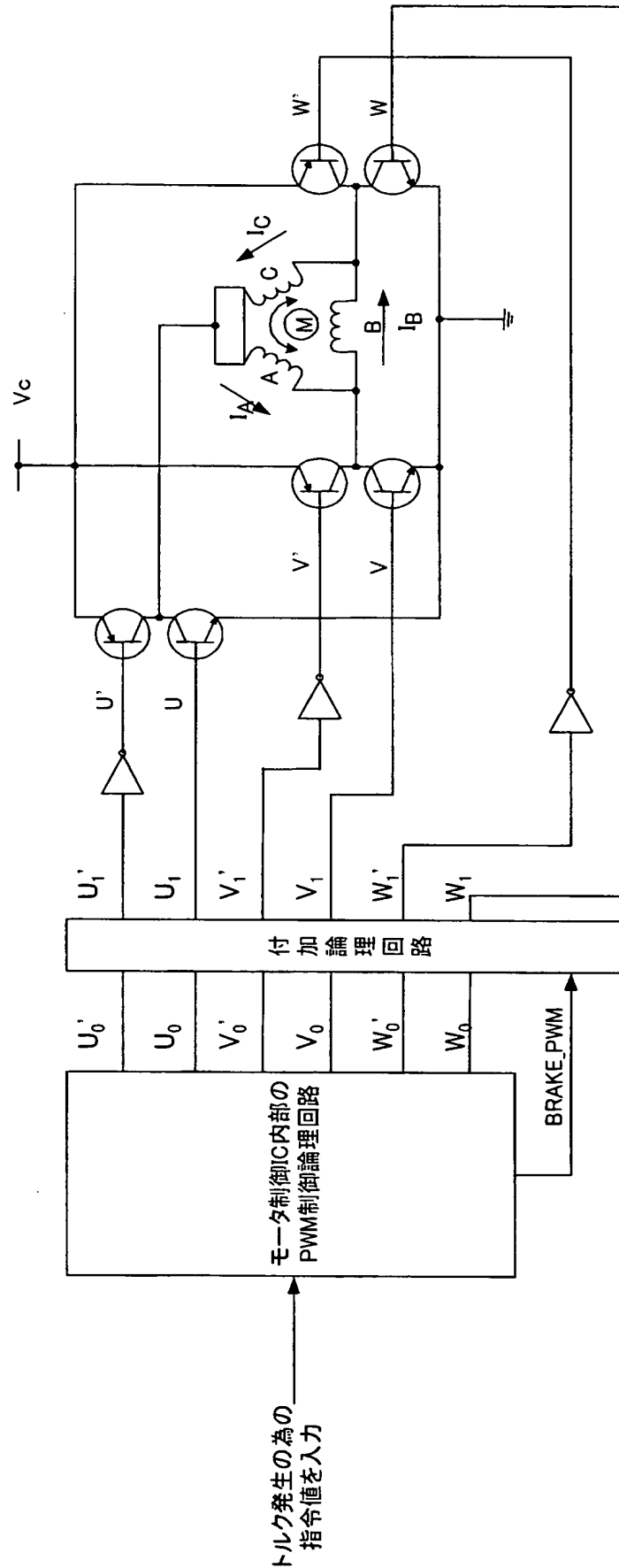
【図 10】



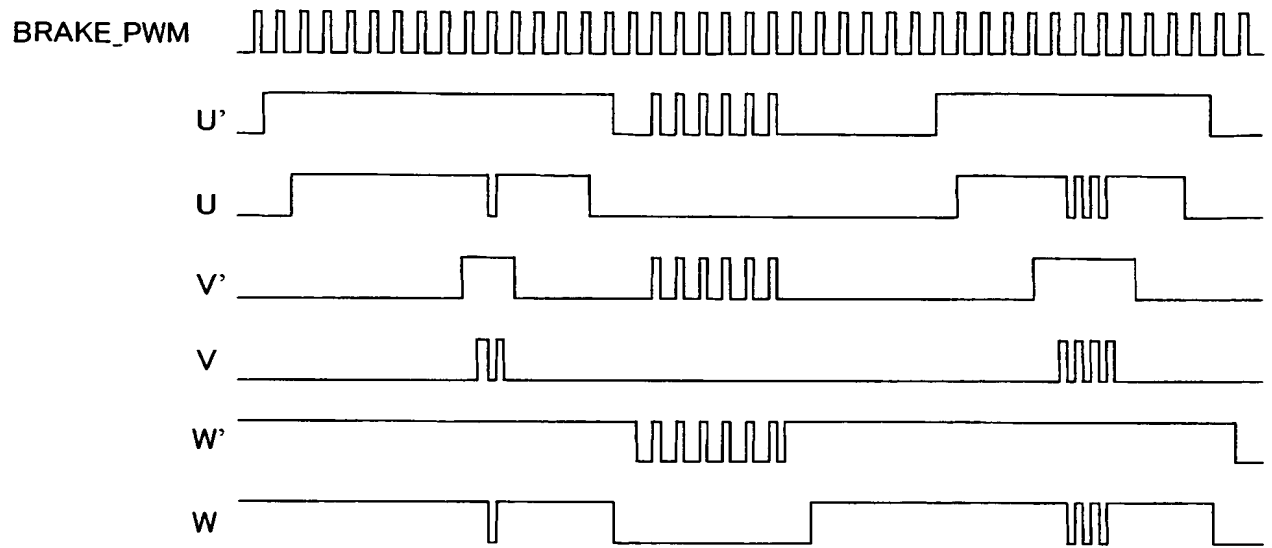
【図 11】



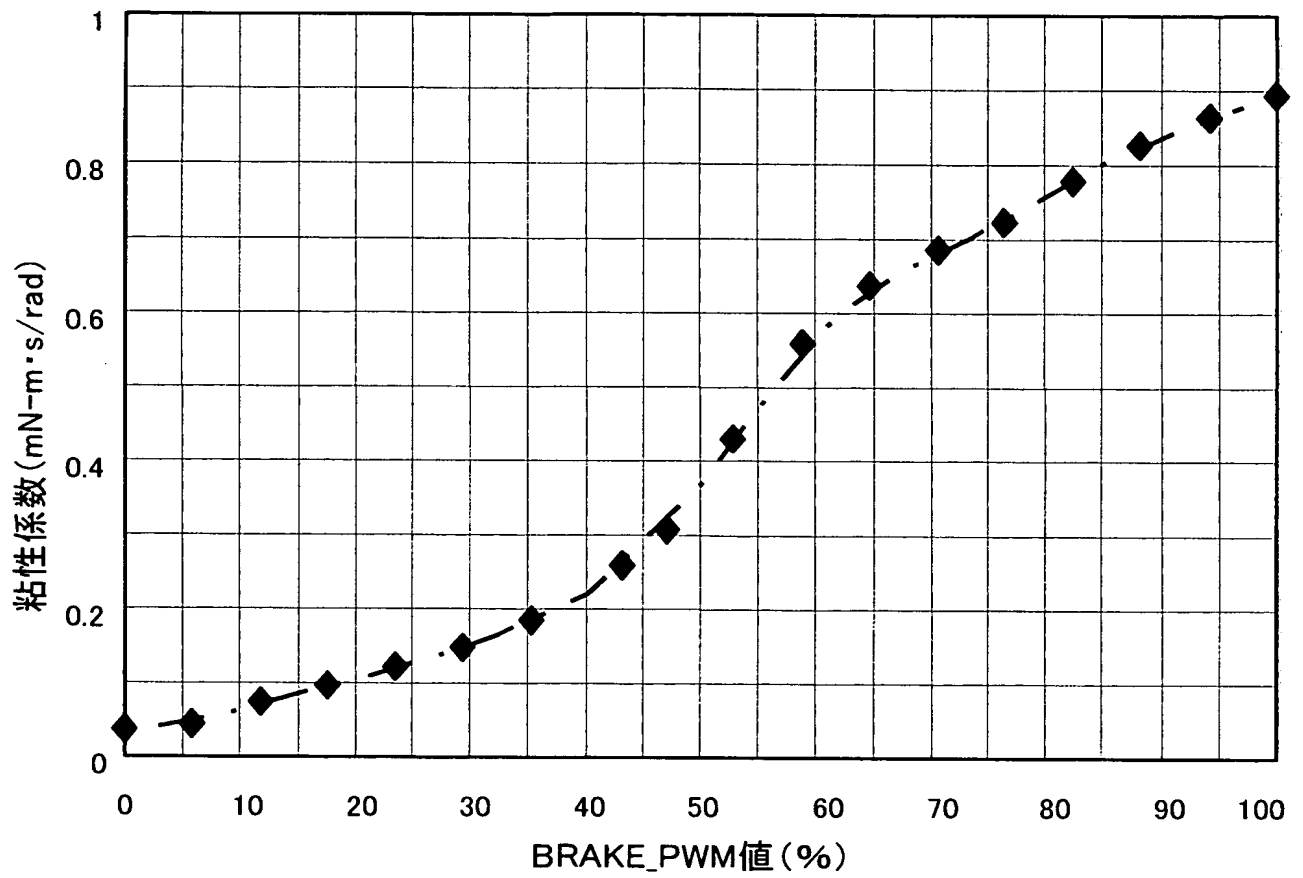
【図 12】



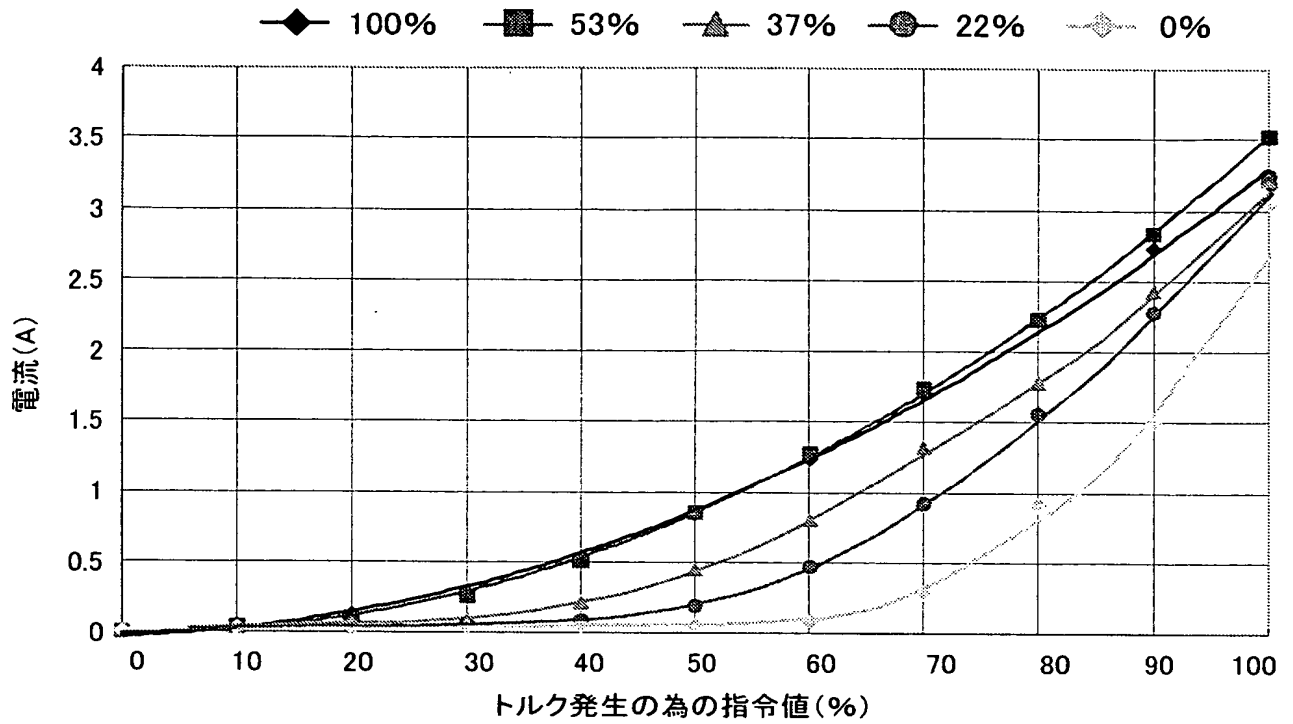
【図 14】



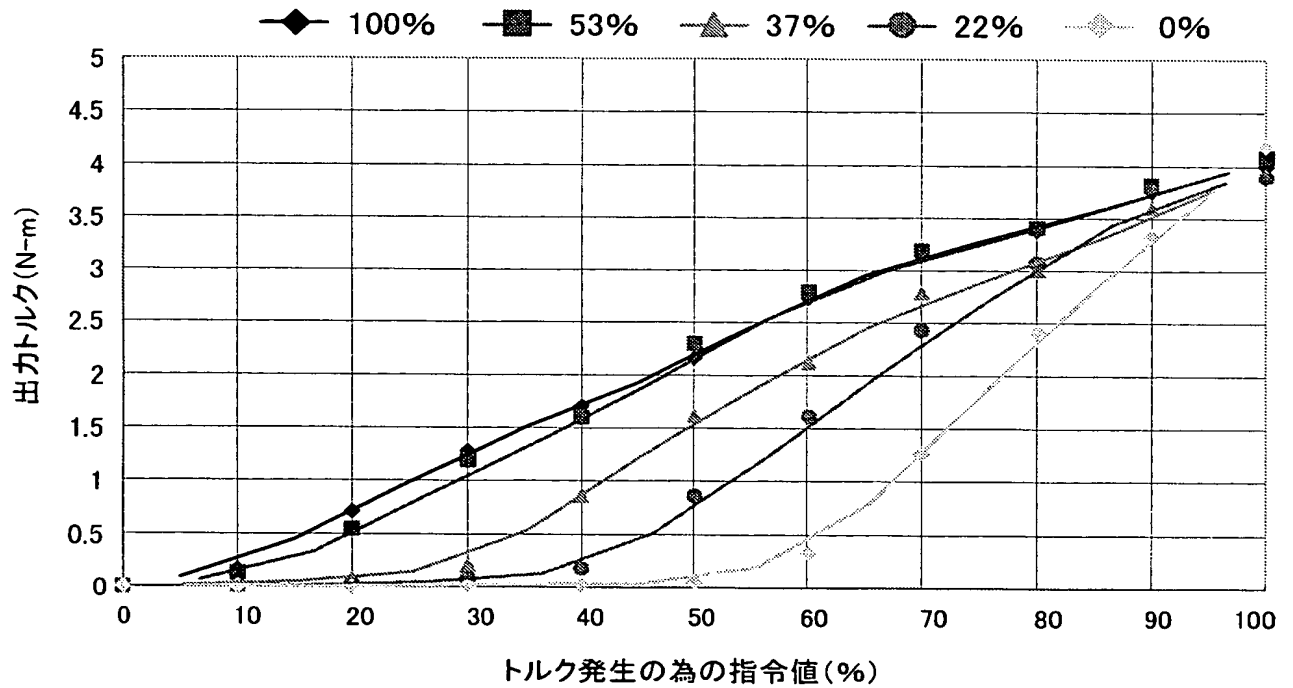
【図 15】



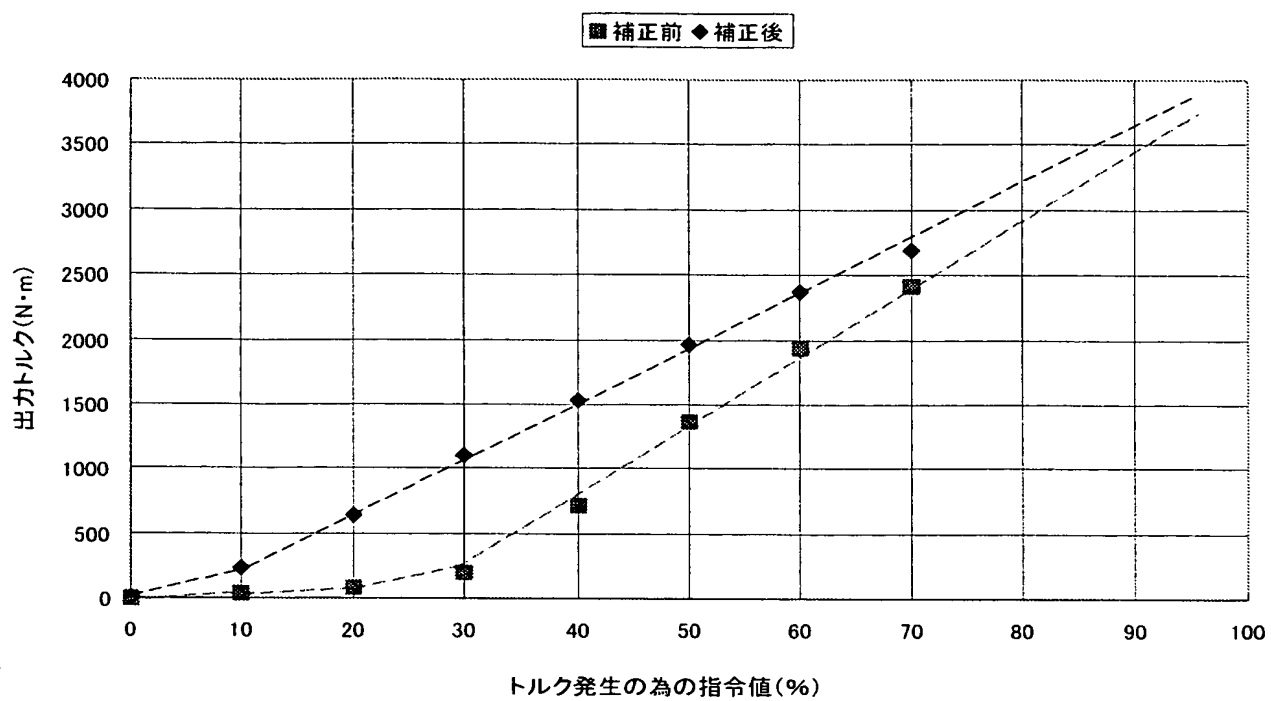
【図 16】



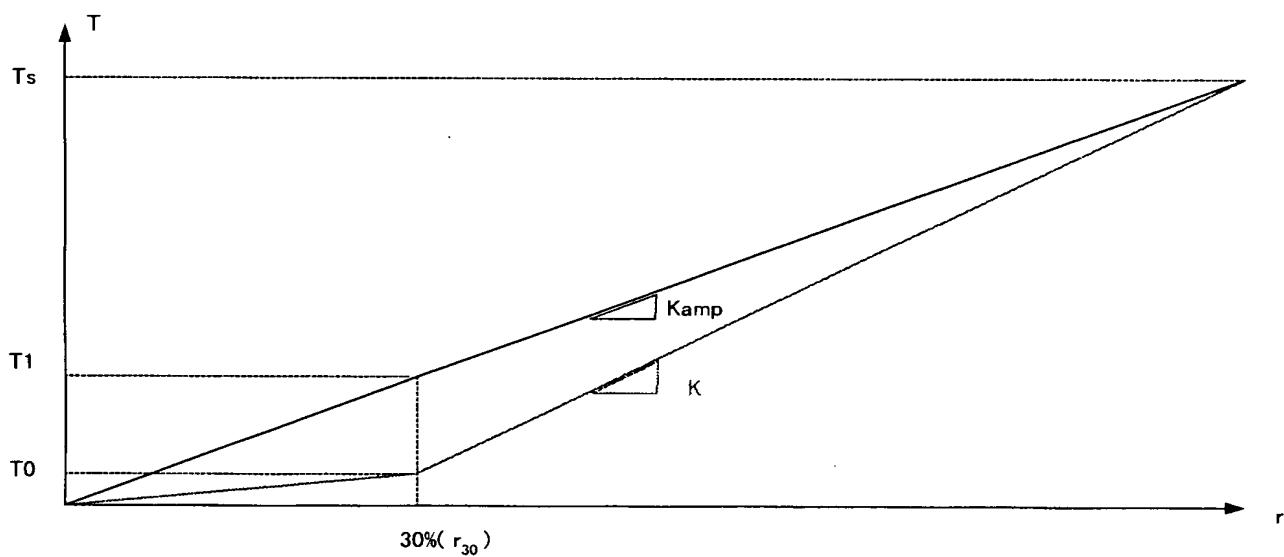
【図 17】



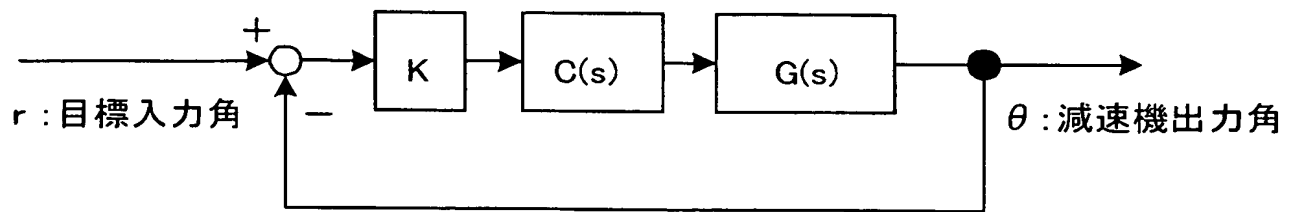
【図 18】



【図 19】



【図 20】

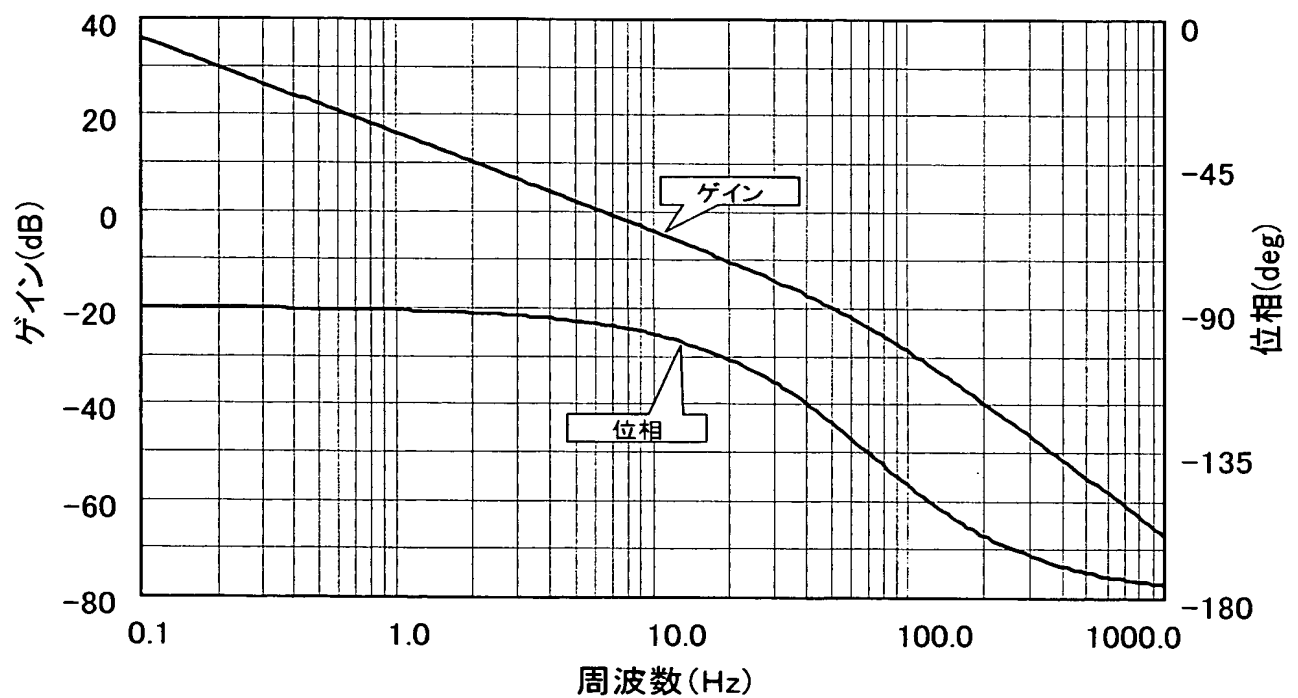


K : 直列補償ゲイン(比例ゲイン)

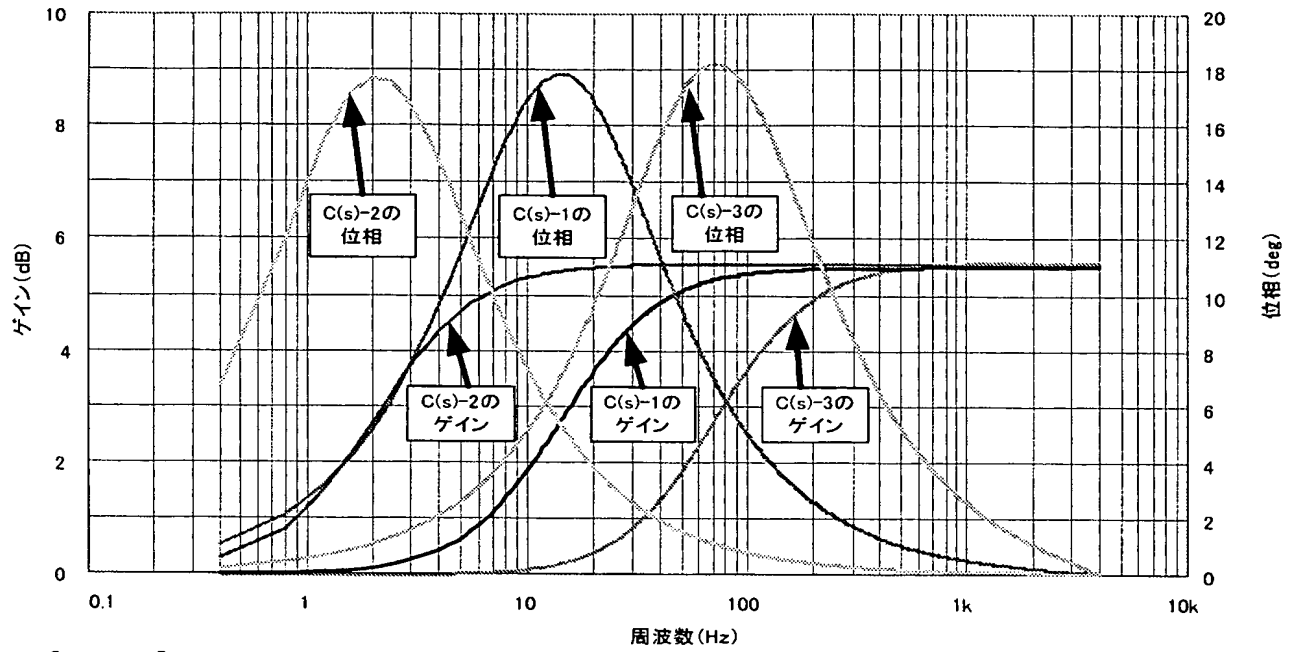
$C(s)$: 位相補償要素伝達関数

$G(s)$: モータと減速機の伝達関数表現モデル

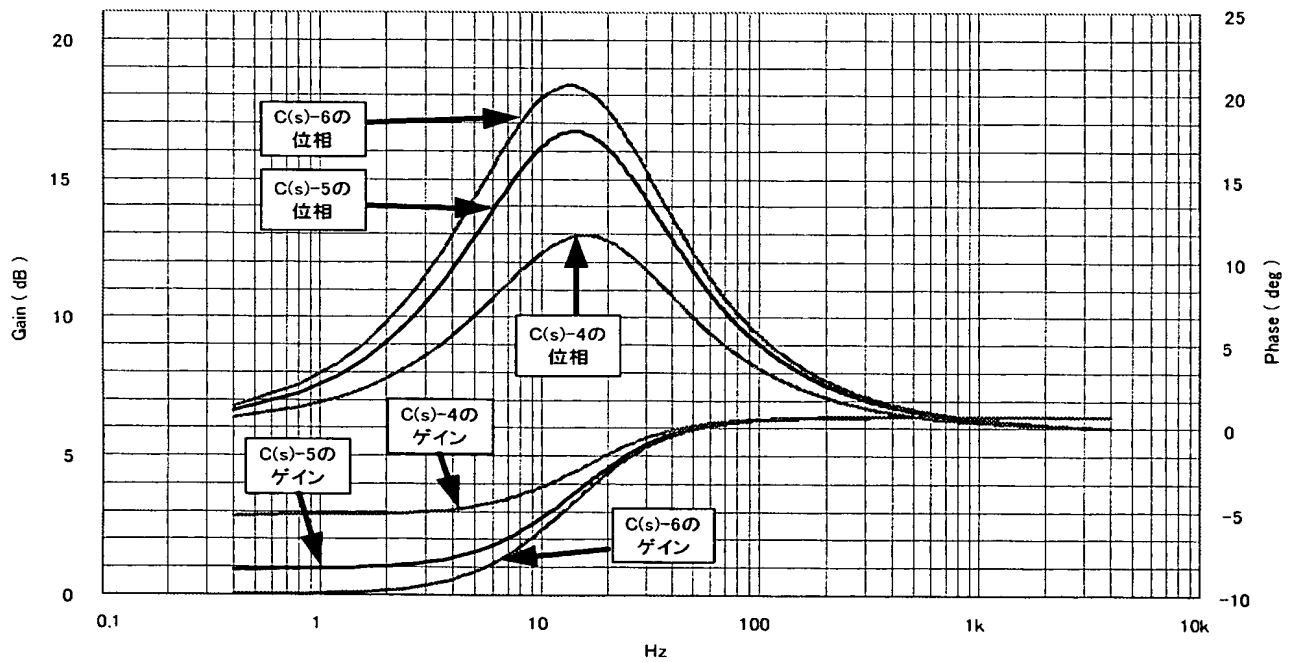
【図 21】



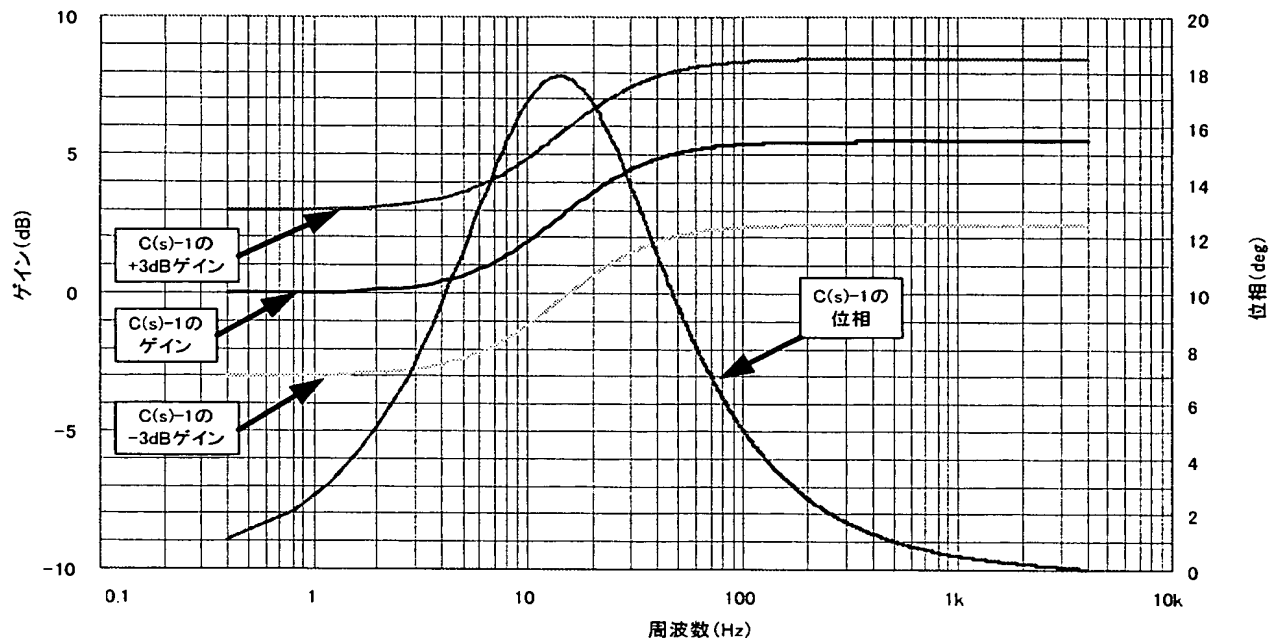
【図 2 2】



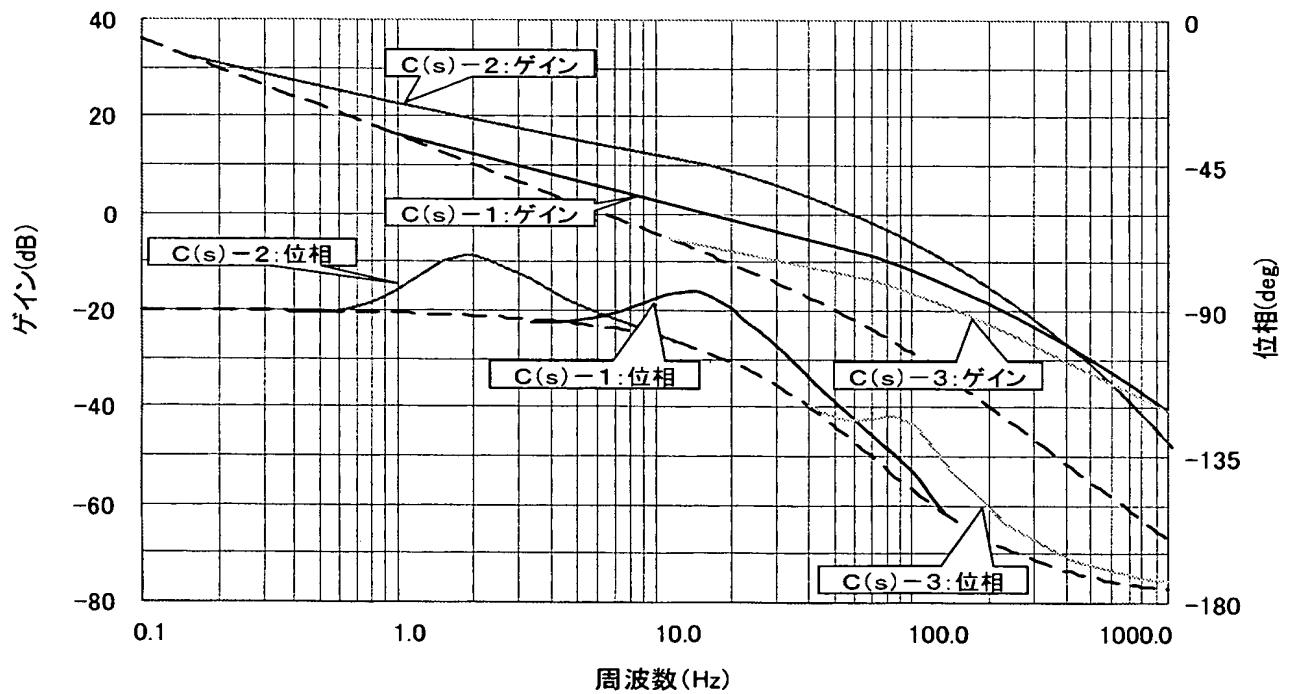
【図 2 3】



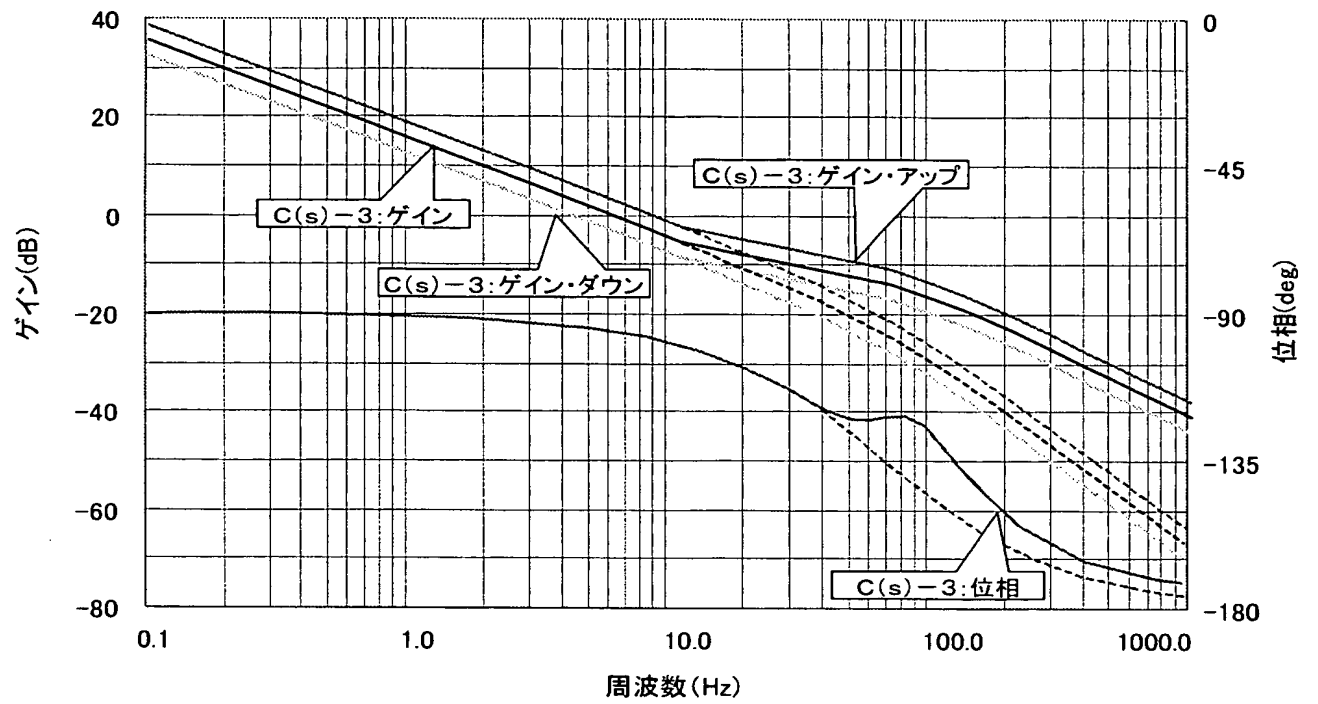
【図 2 4】



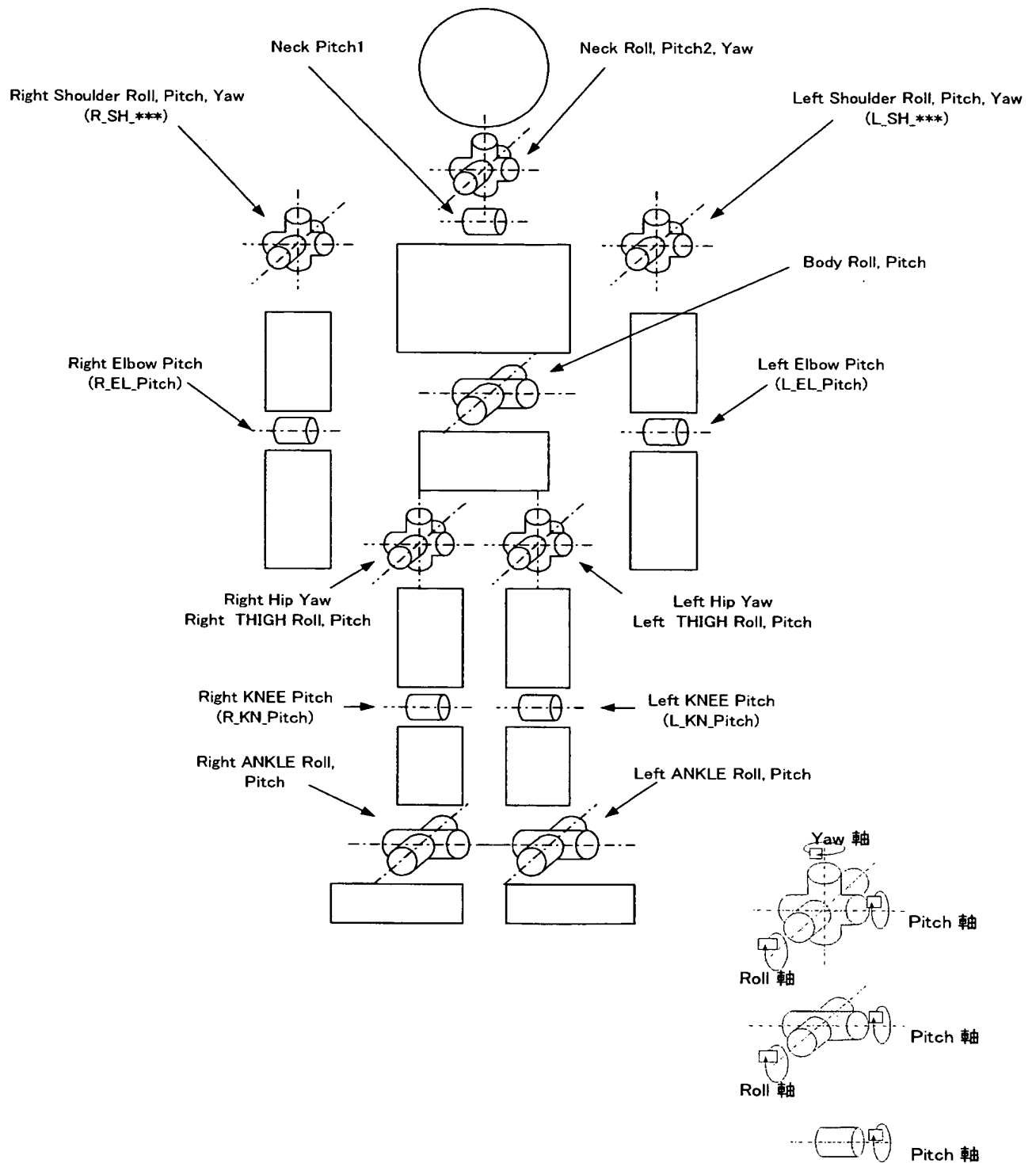
【図 2 5】



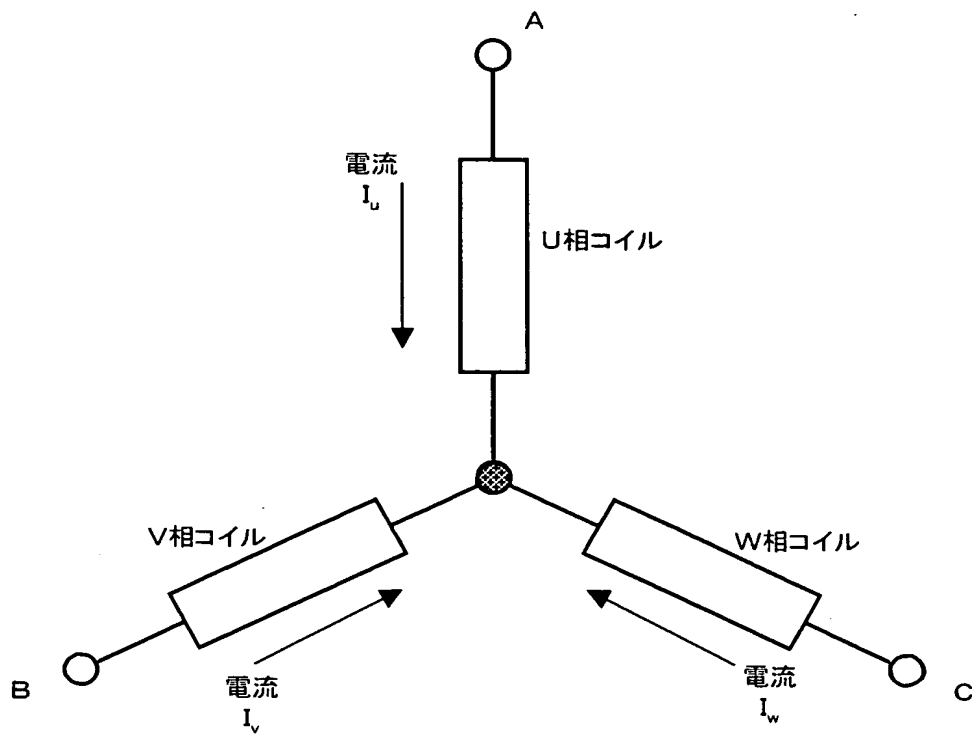
【図 26】



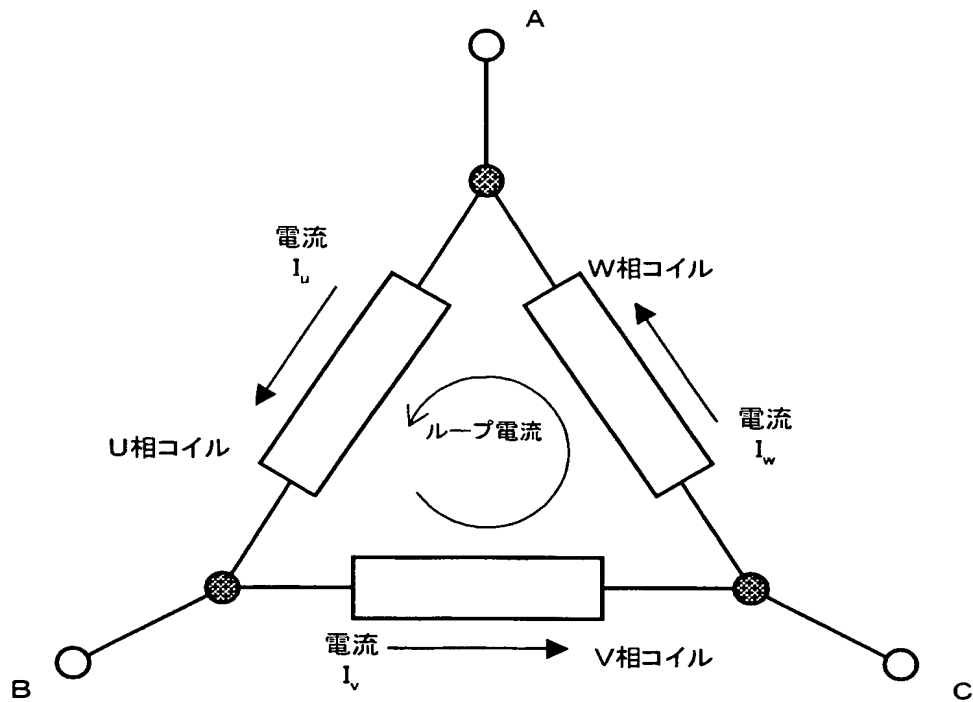
【図 27】



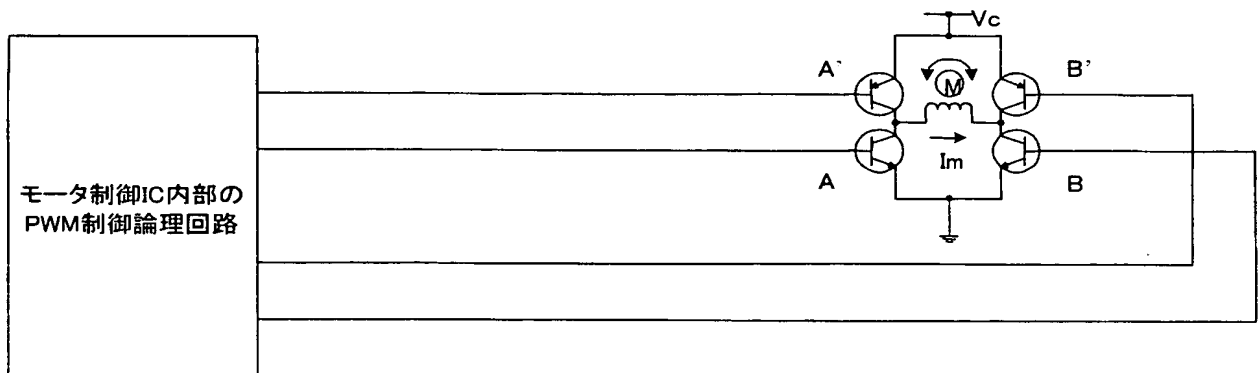
【図 28】



【図 29】

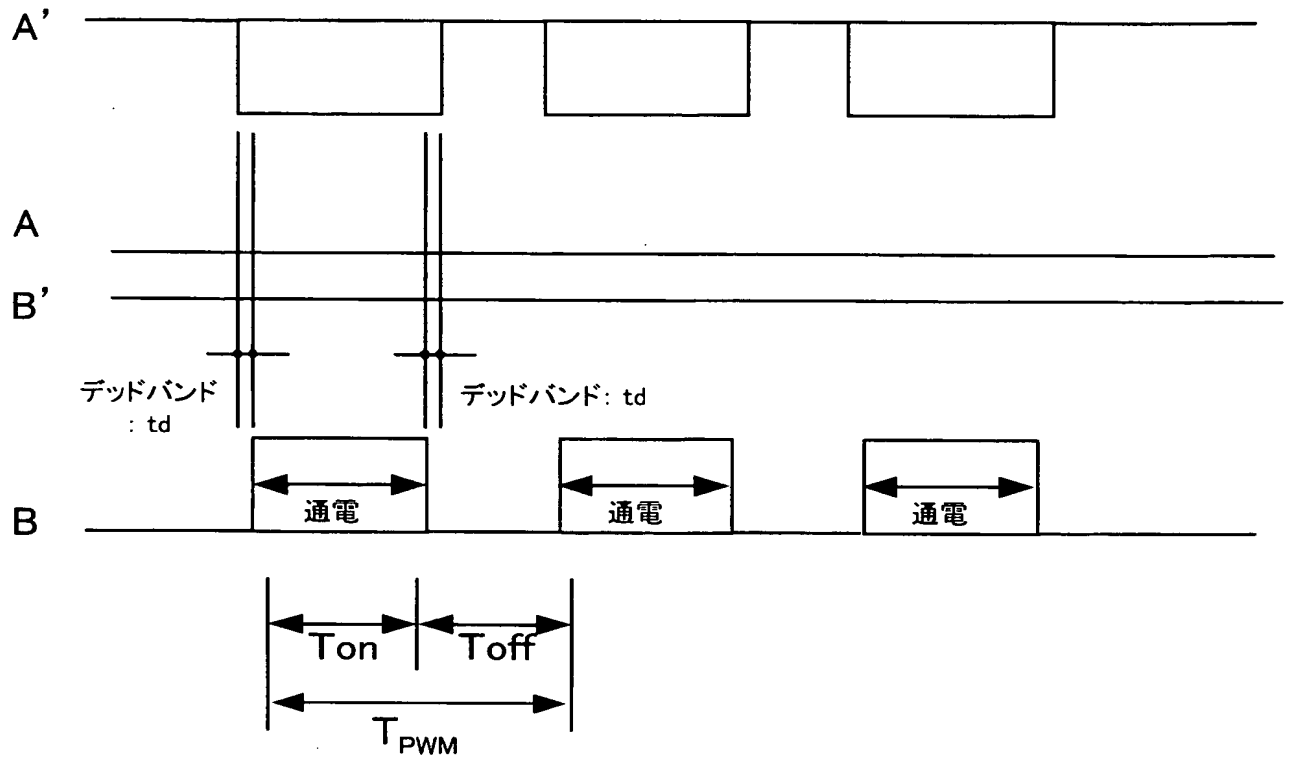


【図 30】

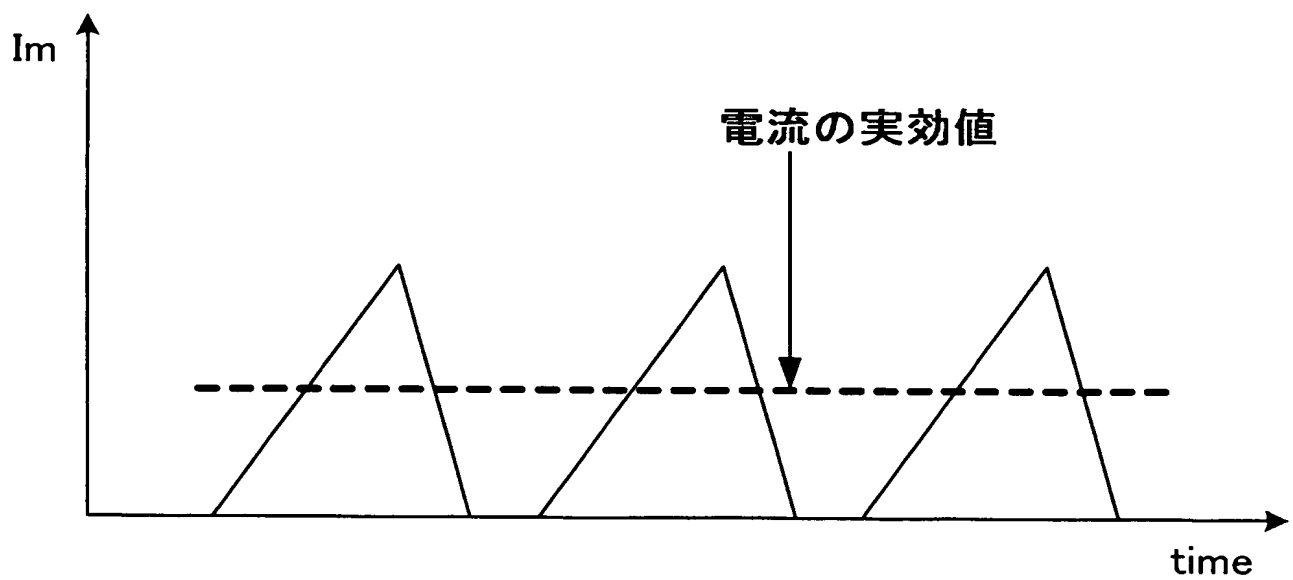


I_m : モータコイルに流れる電流 (A)
 R_m : モータコイルの直流抵抗値 (Ω)
 L_m : モータコイルのインダクタンス (H)
 V_c : モータ駆動用電源電圧 (V)
 K_t : モータのトルク定数 (N-m/A)
 K_e : モータの逆起電力定数 (V / (rad/s))

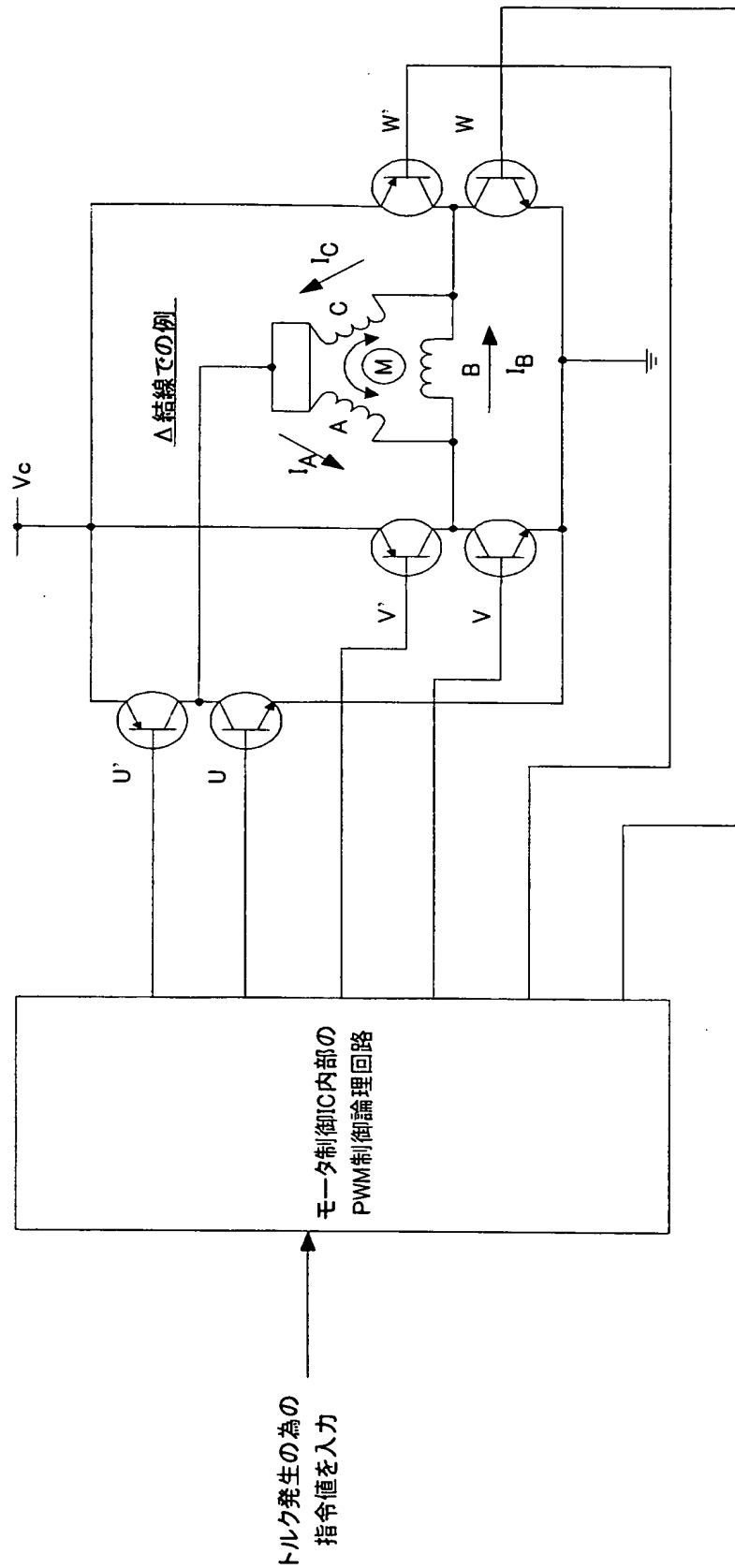
【図 3 1】



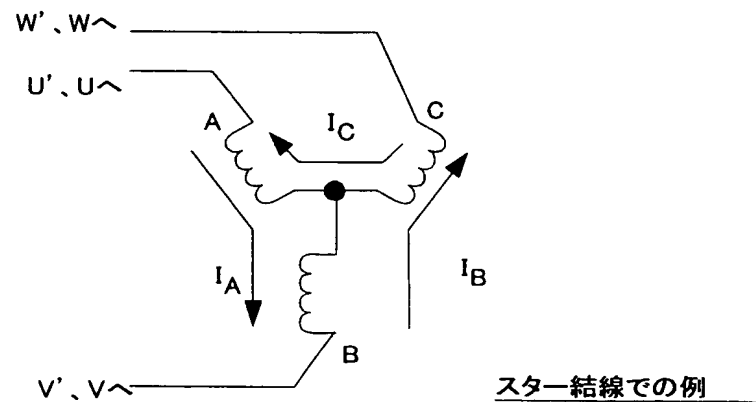
【図 3 2】



【図 3 3】

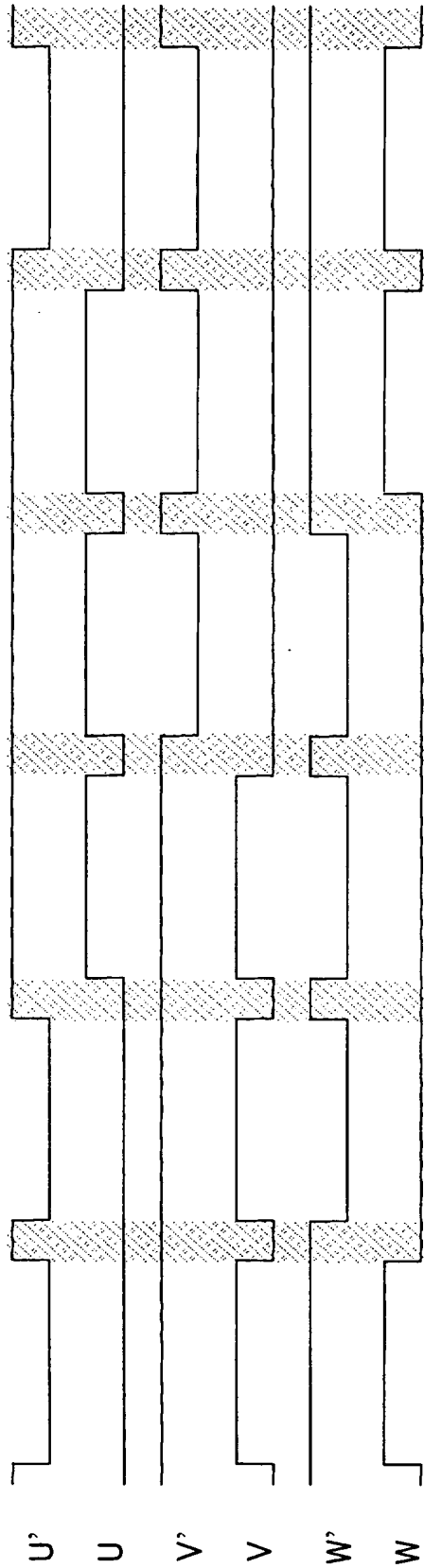


【図 34】

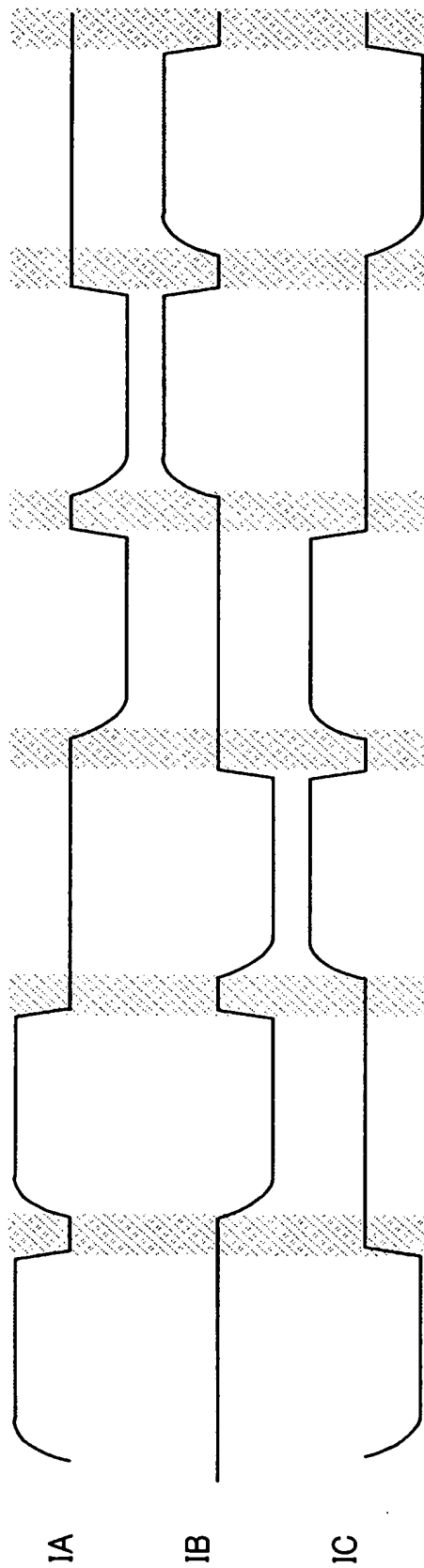


$I_A \sim I_C$: モータコイルA～C相に流れる電流(A)
 $R_A \sim R_C$: モータコイルA～C相の直流抵抗(Ω)
 $L_A \sim L_C$: モータコイルA～C相のインダクタンス(H)
 V_c : モータ駆動用電源電圧(V)
 K_t : モータのトルク定数(N-m/A)
 K_e : モータの逆起電力定数(V / rad/s)

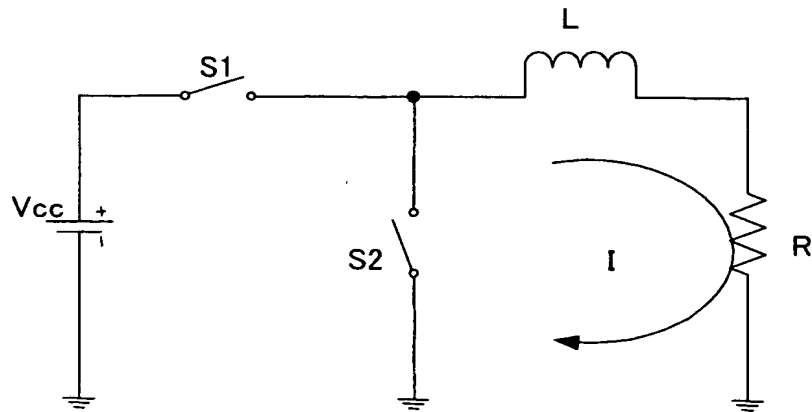
【図 35】



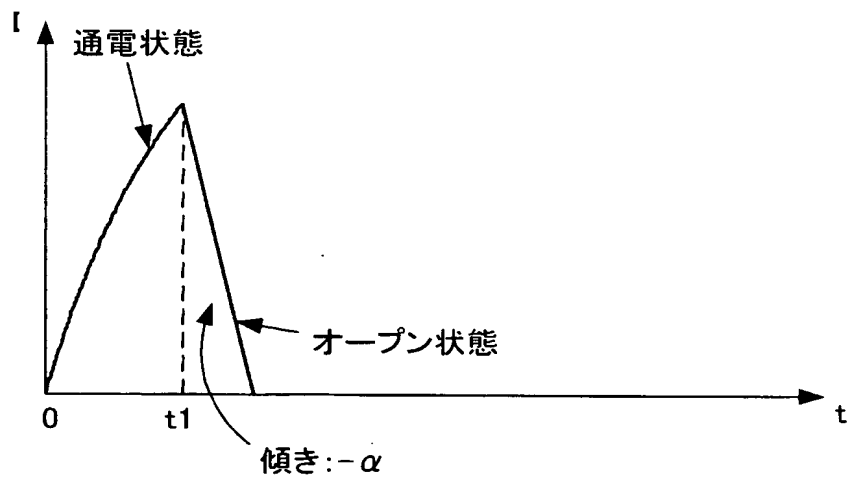
【図 36】



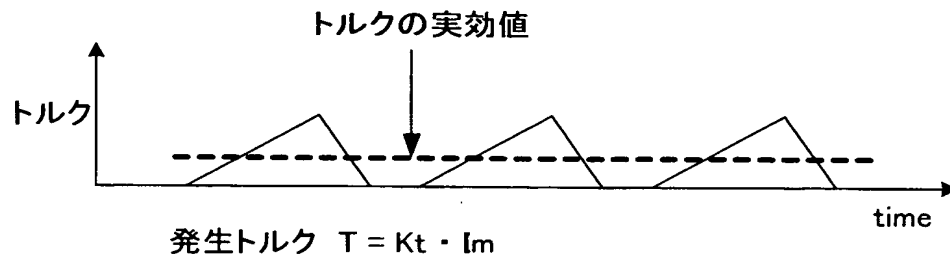
【図 37】



【図 38】



【図 39】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 コイルが通電状態以外の期間におけるトルク・ロスやコギングの問題を解決する。

【解決手段】 コイルの通電状態とコイル端子がオープン状態となった第1の非通電状態とコイル端子が短絡された第2の非通電状態のいずれかに切り替えるコイル通電状態切替手段と、モータに対する指令に応じてコイル通電状態切替手段における切替動作を制御するコイル電流制御手段とを備える。モータの機械的受動性を得たいときに第1の非通電状態となる期間の比率を大きくし、モータの粘性抵抗を得たいときに第2の非通電状態となる比率を大きくする。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 3 - 3 6 6 7 0 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 2 1 8 5]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号

氏 名

ソニー株式会社